



Solutions d'intégration en boîtier de puces MMIC via la technologie LTCC

Camilla Kärnfelt

► To cite this version:

Camilla Kärnfelt. Solutions d'intégration en boîtier de puces MMIC via la technologie LTCC. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Télécom Bretagne; Université de Bretagne Occidentale, 2016. Français. NNT: . tel-01356199

HAL Id: tel-01356199

<https://hal.science/tel-01356199>

Submitted on 25 Aug 2016

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.



THÈSE / Télécom Bretagne

sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

pour obtenir le grade de Docteur de Télécom Bretagne

En accréditation conjointe avec l'Ecole Doctorale Sisma

Mention : Sciences de l'ingénieur

présentée par

Camilla Kärnfelt

préparée dans le département Micro-ondes

Laboratoire Lab-STICC

Solutions d'intégration en boîtier de puces MMIC via la technologie LTCC

Thèse soutenue le 15 janvier 2016

Devant le jury composé de :

Ronan Sauleau
Professeur, IETR - Université de Rennes 1, / président

Stéphane Bila
Chargé de recherche (HDR), XLIM - Université de Limoges / rapporteur

Ala Sharaiha
Professeur, IETR - Université de Rennes 1, / rapporteur

Jean-Philippe Coupez
Directeur d'études, Télécom Bretagne / examinateur

Daniel Bourreau
Maître de conférences, Télécom Bretagne / examinateur

Alain Peden
Professeur, Télécom Bretagne / directeur de thèse

Sous le sceau de l'Université européenne de Bretagne

Télécom Bretagne

En accréditation conjointe avec l'École Doctorale Sicma

Solutions d'intégration en boîtier de puces MMIC via la technologie LTCC

Thèse de Doctorat

Mention : Sciences de l'Ingénieur

Présentée par **Camilla Kärnfelt**

Département : Micro-Ondes

Laboratoire : Lab-STICC Pôle : Micro-Ondes et Matériaux (MOM)

Directeur de thèse : Alain Peden

Soutenue le 15 janvier 2016

Jury :

M. Stéphane Bila	Chargé de recherche CNRS, HDR, Université de Limoges, XLIM (Rapporteur)
M. Ala Sharaiha	Professeur, Université de Rennes 1, IETR (Rapporteur)
M. Alain Peden	Professeur, Télécom Bretagne, Lab-STICC (Directeur de thèse)
M. Ronan Sauleau	Professeur, Université de Rennes 1, IETR (Examineur)
M. Jean-Philippe Coupez	Directeur d'études, Télécom Bretagne, Lab-STICC (Examineur)
M. Daniel Bourreau	Maître de conférences, Télécom Bretagne, Lab-STICC (Examineur)

Résumé :

Cette thèse a pour sujet d'étude la mise en boîtier de circuits intégrés en ondes millimétriques (fréquences de 30 à 300 GHz). Les applications sont potentiellement nombreuses comme l'imagerie-radar, la sécurité, les modules d'émission et de réception des stations de base radio pour la 5G, pour ne donner que quelques exemples. Pour toutes ces applications, des circuits intégrés commencent à être disponibles auprès des fabricants, tandis que dans le même temps le développement des boîtiers pour leur intégration n'est pas aussi avancé. Des solutions standards à faible coût n'existent pas au-delà de 50 GHz. Chaque intégrateur se doit de proposer et de réaliser lui-même une solution adéquate pour son cas d'utilisation et ceci freine le développement technologique. Nous avons donc concentré ce travail de thèse sur la mise en boîtier afin de proposer des solutions abordables et performantes pour les bandes dites « millimétriques ».

La plate-forme technologique choisie est le [LTCC](#) (*Low Temperature Co-fired Ceramics* ou céramique coccuée à basse température) qui est disponible au sein du département Micro-Ondes de Telecom Bretagne. La technologie [LTCC](#) permet de réaliser des boîtiers électroniques afin d'y intégrer une ou plusieurs puce(s) [MMIC](#) (*Microwave Monolithic Integrated Circuit*), en incluant les accès des tensions d'alimentation des [MMICs](#) et du signal haute-fréquence (entrée et sortie) et ensuite de protéger l'ensemble par un capot.

S'agissant des ondes millimétriques, la miniaturisation est un effet naturel du fait des dimensions en rapport avec la longueur d'onde. Ceci amène des avantages mais en même temps des difficultés pour réaliser des dispositifs avec des contraintes dimensionnelles très fortes. Le choix du support de transmission s'est porté vers le guide d'ondes rectangulaire multicouches de type [GLWG](#) (*Grooved Laminated Waveguide*) du fait de bonnes performances en termes de pertes, d'isolation, tout en gardant les contraintes de faisabilité et reproductibilité. Les dimensions minimales réalisables de ce support de transmission vont engendrer une limite en fréquence. Différents dispositifs en topologie [GLWG](#) ont été réalisés et nous avons pu démontrer leur faisabilité jusqu'à 170 GHz.

Avec la montée en fréquence, les difficultés liées aux dimensions sont donc importantes, et elles le sont encore plus quand il s'agit de l'interconnexion entre les plots de la puce [MMIC](#) et des guides [GLWG](#). Pour ce faire, nous avons proposé trois topologies différentes et inédites pour un montage de puce renversée, appelé *flip-chip*, [FC](#). Le montage *flip-chip* a l'avantage d'être large bande, contrairement au report de fil. Des résultats de mesures de dispositifs passifs sont présentés. Cependant, l'intégration de puces actives n'est pas encore finalisée.

La dernière partie de l'étude est centrée sur la transition entre le guide [GLWG](#) et un guide d'ondes externe auquel le boîtier proposé sera connecté. Une transition [GLWG](#)-guide rectangulaire a été

RÉSUMÉ

proposée, fabriquée et mesurée, mais les résultats de ce premier prototype ne sont pas complètement convaincants. Les difficultés rencontrées lors de la mise en œuvre sont discutées et des pistes d'amélioration sont proposées.

Pour conclure cette étude, des améliorations de la fabrication de ces dispositifs [LTCC](#) seront présentées. Plusieurs étapes de fabrication ont été rajoutées aux étapes déjà validées auparavant, et les règles de conception associées à notre technologie ont été mises à jour lors de ce travail.

Remerciements :

Tout d'abord, j'aimerais remercier mon directeur de thèse, Pr. Alain Péden, ainsi que mes encadrants Jean-Philippe Coupez et Daniel Bourreau d'avoir accepté le travail de suivi de ma thèse, d'avoir donné des conseils scientifiques et de m'avoir poussé à me poser des questions pertinentes, ce qui m'a amené plus loin dans mes recherches que ce que j'aurai pu faire toute seule.

Je tiens également à remercier les membres du jury de ma soutenance de thèse, Pr. Ronan Sauleau qui a présidé le jury, Pr. Ala Sharaiha et Dr. Stéphane Bila, Chargé de recherche au CNRS, qui ont été rapporteurs. Le jour de ma soutenance reste un très beau souvenir grâce à leurs questions et commentaires très sages et enrichissants qui démontrent leurs grandes connaissances dans ce domaine.

J'aimerais remercier l'équipe [LTCC](#) de Télécom Bretagne qui a été formée en 2009 lorsque nous avons commencé à travailler sur ce matériau. À l'époque, l'équipe se composait de Pascal Coant, qui a fait la plupart des étapes de réalisations de nos prototypes, de Guy Chuiton, qui a été indispensable au début de ce travail et qui m'a formé sur le laser avant de partir en retraite, et de Jean-Philippe Coupez, alors responsable de la plate-forme technologique. L'équipe a ensuite été renforcée par Cristina Arenas-Buendia et François Gallée, qui avec leur travail sur les capteurs micro-fluidique ont apporté un point de vue et des besoins différents à l'équipe, ce qui nous a renforcé nos capacités techniques. Dès que Maïna Sinou a intégré l'équipe j'ai eu un bon binôme pour les découpes laser et les techniques d'ablation que nous avons développé ensemble et aussi dans la documentation des procédures de fabrication. Dans l'équipe prototypage, je remercie aussi Jean-Marc Autret qui m'a aidé à réaliser des prototypes en mousse ainsi que Raymond Jézéquel qui m'a prêté main forte pour mes mesures millimétriques. Je félicite et remercie tous les membres de cette équipe d'avoir été à l'écoute pour des nouveautés, de ne pas avoir freiné des propositions improbables et de toujours avoir proposé des pistes pour chacune des difficultés rencontrées. Continuons comme cela !

Un grand merci à Dr. Khodor Rida, que j'ai encadré lors de sa thèse de doctorat sous la direction de Pr. Alain Péden entre 2009 et 2012, qui a su mettre en place la technologie [LTCC](#), ce qui m'a donné un point de départ confortable en 2012. Sans ce travail de fond, souvent ingrat et difficile à valoriser, je n'aurais pas pu aller aussi loin dans mes propres recherches.

De la direction scientifique de Télécom Bretagne et de Patrice Pajusco responsable du département Micro-Ondes, je dois le financement et le temps alloué pour ce travail ainsi que l'encouragement nécessaire ; je leur suis très reconnaissante.

Je tiens également à remercier tous mes collègues du département, qui m'ont encouragé lors de ce travail et qui m'ont laissé le temps de réaliser ma thèse ; cela leur a demandé des efforts pour couvrir certaines tâches journalières.

REMERCIEMENTS

Un remerciement particulier aux anciens collègues et professeurs à Chalmers ; Pr. Herbert Zirath qui m'a légué des [MMICs](#) millimétriques pour ce travail, Dr. J. Piotr Starski pour des discussions riches et Dr. Bing Zhang qui est devenu un ami quand nous avons développé des antennes en bande D , à partir de la plateforme [LTCC](#). Dr. Starski et Dr. Zhang ont, les deux, su m'apporter de « pepparkakor » lors de leurs visites en Bretagne, ce qui manifestement m'a réchauffé le cœur et multiplié mon niveau d'énergie pour un duré illimité.

Finalement j'aimerais remercier mon conjoint Jon Wijk, et mon amie Marianne Wikström ; ils ont su m'encourager tout au long de cette thèse.

Table des matières

Résumé :	3
Remerciements :	5
Table des matières	8
Table des illustrations	11
Liste des tableaux	19
Liste d'abréviations et sigles	20
Liste de symboles	24
Constantes physiques	26
Introduction générale	27
 I. La mise en boîtier de MMICs millimétriques	 31
I.1 Introduction	32
I.2 Boîtiers et connecteurs micro-ondes et millimétriques : état de l'art	33
I.2.1 Lead frame packages (DIL, SO-type, QFP, etc.)	34
I.2.2 Chip Scale Package (CSP)	34
I.2.3 Ball Grid Array (BGA)	35
I.2.4 Land Grid Array (LGA)	36
I.2.5 Boîtier métallique avec connecteurs coaxiaux	36
I.2.6 Multi Chip Module en céramique (MCM-C)	37
I.2.7 Boîtiers spéciaux avec accès en guide	38
I.2.8 Boîtiers spéciaux avec couplage direct vers une antenne	38
I.2.9 Bilan	39
I.3 La technologie LTCC	41
I.3.1 Introduction sur la technologie LTCC	41
I.3.2 Choix d'une technologie LTCC au sein du laboratoire Microondes de Télécom Bretagne	44
I.4 Les techniques d'interconnexion d'un circuit intégré	50
I.4.1 Le « ballbonding »	51
I.4.2 Le « wedgebonding »	52
I.4.3 Le « ribbonbonding »	52
I.4.4 Le fil « micro-coax »	55
I.4.5 Le « flip-chip bonding »	57
I.4.5.1 Transition GSG de trois billes	59
I.4.5.2 Solution hot-via	60
I.4.5.3 Solution coaxiale	61
I.4.6 Limitations en fréquence du micro-câblage et du montage flip-chip	62
I.5 Conclusion	67
 II. Supports de transmission	 69
II.1 Introduction	70
II.2 Guides d'ondes rectangulaires	71
II.2.1 Modes de propagation et fréquences de coupure	72
II.2.2 Dispersion	74
II.2.3 Pertes métalliques	75
II.2.4 Pertes diélectriques	77

II.3	Guides d'ondes à nervure.....	80
II.4	Guide d'ondes intégré dans un substrat	83
II.4.1	Guide d'ondes multicouches.....	83
II.4.1.1	Modes de propagation et fréquences de coupure du LWG.....	83
II.4.1.2	Pertes d'insertion du LWG	85
II.4.1.3	Simulation d'un LWG en bande X.....	85
II.4.1.4	Limitation en fréquence pour un LWG due aux vias.....	87
II.4.2	LWG à nervure.....	88
II.4.3	LWG en tranchées métallisées	90
II.4.4	Gap Waveguide	91
II.4.5	WG réalisé en LTCC.....	92
II.5	Comparaison des supports de transmission.....	93
II.6	Conclusion.....	95
III.	Conception et validation de briques de base	97
III.1	Briques de base en LTCC.....	98
III.1.1	Conception d'un GLWG « limite »	98
III.1.2	Conception d'un GLWG à nervure « limite »	99
III.1.3	Conception d'une transition CPW vers GLWG pour mesures sous pointes	100
III.2	Validation expérimentale de supports de transmission en LTCC	105
III.2.1	Résultats pour les tronçons GLWGs en bande U	106
III.2.2	Résultats pour les tronçons GLWGs en bande V	109
III.2.3	Résultats pour les tronçons GLWGs en bande W	112
III.2.4	Résultats pour les tronçons GLWGs en bande G	114
III.2.5	Discussion sur les tronçons GLWG	119
III.2.6	Résultats pour les coudes de type GLWG.....	120
III.2.7	Résultats pour les tés de type GLWG	122
III.2.8	Résultats des charges de type GLWG	124
III.3	Conclusion sur les briques de base.....	126
IV.	Conception d'un module actif en LTCC	127
IV.1	Introduction	128
IV.2	Conception de puces MMIC	129
IV.3	Transitions FC entre le GLWG et une puce MMIC.....	132
IV.3.1	Solution avec plot « signal » connecté en mode FC et masse ramenée par câblage	132
IV.3.2	Solution intégrant un via métallisé pour connecter le signal de la puce	134
IV.3.3	Solution avec report FC utilisant trois billes pour le contact GSG	135
IV.4	Validation expérimentale des transitions GLWG vers flip-chip.....	138
IV.4.1	Résultats de la deuxième transition GLWG vers FC, en bande W	138
IV.4.2	Résultat de la troisième transition GLWG vers FC, en bande W	141
IV.5	Transitions LWG vers WG	146
IV.5.1	Comparaison des transitions.....	148
IV.5.2	Le développement de transitions en interne et premiers résultats de test	149
IV.5.2.1	Transition GLWG vers WG en LTCC.....	150
IV.5.2.2	Transition d'un GLWG sur le LTCC vers un WG standard.....	152
IV.6	Conclusion sur le module actif LTCC.....	159

Conclusion et perspectives	161
Publications	165
Bibliographie	166
Annexe 1 : Guides d'ondes	173
Annexe 2 : Spécifications des matériaux d'ESL.....	176
Annexe 2.1 : ESL41110	177
Annexe 2.2 : ESL41060	179
Annexe 2.3 : ESL802	181
Annexe 2.4 : ESL803	183
Annexe 3 : Extensions des possibilités offertes par la technologie LTCC	185
Annexe 3.1 : Amélioration de la résolution des lignes et gaps sérigraphiées	187
Annexe 3.2 : Distance entre la ligne et le bord de la cavité	190
Annexe 3.3 : Ablation laser.....	192
Annexe 3.3.1 : Ablation de l'or après cuisson	192
Annexe 3.3.2 : Ablation de l'or avant cuisson.....	196
Annexe 3.4 : Tranchées métallisées	198
Annexe 3.5 : Amélioration de l'alignement lors de la sérigraphie et lors de l'empilage	204
Annexe 3.6 : Découpe laser après cuisson	206
Annexe 3.7 : Intégration de capacités de forte permittivité	207
Annexe 3.8 : Mesures des caractéristiques du LTCC	209

Table des illustrations

Figure 1. Exemple de boîtiers hyperfréquences et leur positionnement en coût et en fréquence d'utilisation, A=[3], B=[4], C=[5], D=[6], E=[7], F=[8], G=[9], H=[10] et I=[11]	33
Figure 2. Boîtiers plastiques de type Lead Frame, a) Dual in Package (DIP), b) SO-type et c) Quad Flat Pack (QFP) [12].	34
Figure 3. Exemple de CSP d'Intel. Solution avec plusieurs circuits intégrés empilés pour minimiser les dimensions du boîtier [13].	35
Figure 4. Concept de type BGA pour un module allant jusqu'à 50 GHz : a) coupe latérale du module et b) détails de la transition RF [14].	35
Figure 5. Technologie de type LGA : a) coupe latérale du module, b) détails de la transition RF [14].	36
Figure 6. Boîtier HMIC de Télédynne-Labtech avec connecteurs de type SMA [15].	37
Figure 7. MCM-C de Barry, en LTCC [18].	37
Figure 8. Connecteurs coaxiaux de type SMP pour montage sur PCB [19].	37
Figure 9. Chaîne de multiplication réalisée par Hughes Research Laboratories en modules à base de guides d'ondes [11].	38
Figure 10. Module LTCC avec une antenne de type Yagi intégrée pour des applications à 60 GHz [5] : a) détails des couches, b) module.	39
Figure 11. Étapes de fabrication d'un dispositif LTCC : découpe tape, réalisation de trous d'alignement et vias, découpe de cavités, remplissage des vias, sérigraphie des motifs conducteurs, empilage et lamination, frittage, sérigraphie après cuisson, montage de composants et connecteurs [20].	41
Figure 12. Illustration du brevet sur la réalisation des feuilles céramiques sur un support de verre, déposé en 1960, [22].	42
Figure 13. Une illustration issue du brevet de Fujitsu sur des circuits multicouches [25].	43
Figure 14. a) Permittivité relative et b) $\tan\delta$ pour le matériau ESL41110 [41].	49
Figure 15. Amplificateur faible bruit MMIC sur AsGa. Les dimensions sont $3 \times 1.5 \times 0.1 \text{ mm}^3$.	50
Figure 16. Puce MMIC soudée sur un support [15].	50
Figure 17. Principe du ballbonding [44].	51
Figure 18. Ballbonding d'un circuit intégré vers un support [45]. Le diamètre du fil est de 25 μm .	51
Figure 19. Wedgebonding : a) premier contact, b) deuxième contact, c) rangée de micro-câblages pour illustrer la reproductibilité. Les fils ont un diamètre de 25 μm [46].	52
Figure 20. Ribbonbonding entre deux MMICs en hyperfréquence [47].	52
Figure 21. Pertes d'insertion pour un ruban de 50 μm de largeur en fonction de la fréquence pour différentes longueurs, a) modèle ADS et b) pertes d'insertion.	53
Figure 22. Étude paramétrique de l'influence de la largeur du ruban, pour une longueur fixée à 0.4 mm.	54
Figure 23. Parcours dans l'abaque de Smith pour diminuer les pertes d'insertion pour un fil ruban, c.à.d. améliorer l'adaptation du l'entrée.	54
Figure 24. Résultat avant et après l'ajout des lignes micro-ruban de faible et forte impédance. : en rouge les résultats sans compensation pour un fil ruban de 50 μm de largeur et 0.3 mm de longueur, en bleu. Ici le substrat est Al_2O_3 , avec ϵ_r égale à 9.8 et d'épaisseur 127 μm . Tous les métaux sont de l'or ($\sigma=4.1\text{e}7 \text{ S/m}$).	55
Figure 25. Photos issues de [48] où ce type de réseau d'adaptation pour diminuer les pertes d'insertion a été utilisé : a) montage d'une puce avec des lignes micro-ruban de connexion à l'entrée à gauche et à la sortie à droite de la puce, b) zoom sur une des transitions.	55
Figure 26. La transformation d'un fil de ballbonding en une structure micro-coaxiale [49].	56
Figure 27. Pertes d'insertion pour des structures micro-coaxiales de longueurs 22, 62 et 102 mils (559, 1575, 2591 μm) [49].	56
Figure 28. Technique de type puce retournée (FC) : a) le composant, b) le substrat avec des billes, c) détail de billes et d) vue de côté après montage [50].	57
Figure 29. Exemples de billes FC de différentes variantes : a) bille de soudure de diamètre 20 μm [52], b) CuSn billes d'un diamètre de 10 μm [53].	57
Figure 30. Un module en LTCC utilisant la technologie FC pour le report de la puce [55].	58

Figure 31. Photographies de circuit examiné avec : a) circuit d'assemblage de type FC , b) circuit d'assemblage classique et micro-câblage entre les puces et c) résultats de mesures des deux types de modules. Les billes sont de 50 μm de diamètre et 40 μm de hauteur [57].	59
Figure 32. Transition à trois billes de type GSG de [57] : a) vue en perspective, b) détails.	59
Figure 33. Illustrations du montage FC en fréquences submillimétriques : a) vue en coupe, b) vue de dessus, c) comparaison des paramètres S avant et après le montage FC [58].	60
Figure 34. Structure hot-via [60].	60
Figure 35. Résultats de mesure de différentes solutions hot-via : a) Pertes d'insertion et coefficient de réflexion, b) pertes d'insertion de la structure hot-via comparées avec une ligne de transmission seule. Les pertes de deux transitions hot-vias et leurs billes FC sont de 0.23 dB à 60 GHz [60].	61
Figure 36. Structure FC de forme coaxiale [61].	61
Figure 37. Paramètres S de la structure FC coaxiale : a) comparaison des pertes d'insertion pour une ligne CPW de 2.28 mm et la structure coaxiale proposée avec la même longueur totale, b) comparaison entre simulations et mesures après optimisation des dimensions [61].	62
Figure 38. En ajustant l'entraxe entre les fils en parallèle, leur impédance est changée et adaptée à la mauvaise précision du positionnement de la puce [62].	63
Figure 39. Deux connexions de micro-câblage utilisant trois fils de 17 μm de diamètre en parallèle : a) la ligne centrale faisant un réseau d'adaptation L-C-L-C-L, b) la longueur des fils étant de $\lambda_0/2$, c.à.d. 1.2 mm [64].	64
Figure 40. Résultats issus de l'étude dans [64] : a) coefficient de réflexion pour le cas d'une connexion adaptée, b) coefficient de transmission pour ce même cas, c) coefficient de réflexion pour le cas de longueurs de fils de $\lambda_0/2$ et d) coefficient de transmission pour ce même cas.	64
Figure 41. Le wedgebonding utilisé pour passer le signal entre la MMIC et la sonde rayonnant dans un guide d'ondes : a) détails de la réalisation, b) résultats de simulations et mesures d'un dispositif tête-bêche [65].	65
Figure 42. Wedgebonding fonctionnant à 320 GHz pour l'interconnexion entre un amplificateur MMIC et des sondes plan E [67].	65
Figure 43. Véhicule de test pour la transition FC [64].	66
Figure 44. Résultats de simulations et mesures du dispositif FC , courbe bleu pour un câblage wedge et courbe rouge pour FC [64].	66
Figure 45. Différents types de guides d'ondes rectangulaires [68].	71
Figure 46. Emplacement du joint dans un guide d'ondes ; a) coupe « plan E » est l'emplacement préféré, les coupes b), c) et d) sont des emplacements sensibles [69] et [70].	72
Figure 47. Dimensions d'un guide d'ondes rectangulaire.	73
Figure 48. Diagrammes de dispersion pour les cinq premiers modes (TE₁₀ , TE₂₀ , TE₀₁ , TM₁₁ et TE₁₁) d'un guide d'ondes en bande X, à partir de simulations. Les modes TM₁₁ et TE₁₁ sont superposés.	74
Figure 49. Pertes métalliques pour un guide d'ondes en bande X ($a=22.86$ mm, $b=10.16$ mm) en cuivre pour les modes TE₁₀ , TE₂₀ et TM₁₁ .	76
Figure 50. Pertes métalliques du mode TE₁₀ pour la fréquence normalisée. Les pertes sont minimisées à la fréquence $2.347 \times f_{\text{cTE}_{10}}$, ce qui est trop élevé pour une utilisation monomode.	76
Figure 51. Pertes métalliques pour le mode TE₁₀ d'un guide d'ondes avec $a=22.86$ mm et b variant entre $0.1 \times a$ à $1.0 \times a$. La fréquence est normalisée avec $f_{\text{cTE}_{10}}$: a) allure globale, b) zoom sur la bande utile.	77
Figure 52. La variation des pertes diélectriques en fonction de $\tan\delta$ et de la permittivité relative ϵ_r pour $f=10$ GHz. Ces calculs sont faits pour un guide d'ondes en bande X avec $a=22.86/\sqrt{\epsilon_r}$ mm.	78
Figure 53. Un exemple de guide d'ondes à doubles nervures [76].	80
Figure 54. Dimensions des guides d'ondes à nervures, simple nervure à gauche et doubles nervures à droite.	80
Figure 55. Amélioration de la largeur de bande pour un guide d'ondes en simple nervure selon les dimensions du guide [78].	81
Figure 56. Résultats de simulation pour un guide d'ondes simple nervure avec $a_2/a_1=0.3$ et $b_2/b_1=0.1$, $a_1=22.86$ mm et $b_1=10.16$ mm : a) le diagramme de dispersion pour les cinq premiers modes, b) pertes métalliques (dB/m) d'un guide d'ondes à nervure en cuivre ($\sigma=5.8 \times 10^7$ S/m),	82
Figure 57. Guide d'ondes intégré dans un substrat, [79].	83
Figure 58. Les courants de surface pour : a) le mode TE₁₀ dans un guide d'ondes [80], b) le mode TM₁₁ .	84
Figure 59. Dimensions du LWG en bande X : $a=7.25$ mm, $b=0.5$ mm, $d=0.8$ mm et $s=1.5$ mm. Le LWG est couvert avec une plaque métallique sur les faces inférieure et supérieure. Ces plaques ne sont pas visibles sur cette image.	86
Figure 60. Diagramme de dispersion pour un LWG , à partir de simulations CST . Les modes TE₁₀ , TE₂₀ et TE₃₀ sont présents.	87

Figure 61. Fréquence maximale d'utilisation pour un LWG en fonction de la distance entre vias et de la permittivité relative. Sous condition que le diamètre soit inférieur à la longueur d'onde guidée divisée par 5 et que la distance entre vias soit inférieure à deux fois le diamètre.	88
Figure 62. Illustration du modèle du guide à nervure : a) le diélectrique, b) les vias c) la plaque métallique qui joint les deux rangées de vias du milieu pour former la nervure, d) les plaques métalliques de dessus et en bas, e) vue en perspective, f) vu en coupe.	89
Figure 63. Diagramme de dispersion pour les différents modes d'un LWG à nervure, ici les deux premiers modes TE₁₀ et TE₂₀ .	89
Figure 64. Tranchées métallisées au lieu de rangées de vias [85].	90
Figure 65. Structure du gap waveguide [88].	91
Figure 66. Illustration d'un WVG réalisé en LTCC : a) synopsis, b) métallisation des murs verticaux P1 montre le remplissage d'encre conductrices et P2 la dissociation de feuille de base, c) coupe transversale du guide finalisé [89].	92
Figure 67. Conception d'un GLWG limite sous CST , $a=600\text{ }\mu\text{m}$, $b=75, 150, 225\text{ et }300\text{ }\mu\text{m}$ et la largeur de rainure est de $130\text{ }\mu\text{m}$: a) partie diélectrique, b) partie métallisée.	98
Figure 68. Résultats de simulation du GLWG « limite » sur une couche : a) diagramme de dispersion pour les deux premiers modes, TE₁₀ et TE₂₀ , b) pertes d'insertion et coefficient de réflexion pour le mode TE₁₀ . La longueur totale du guide d'ondes dans cet exemple est 4.0 mm donnant des pertes d'insertion de 2.08 dB à 147 GHz.	99
Figure 69. Dimensions [μm] du GLWG à nervure « limite ».	99
Figure 70. Résultats issus d'une simulation d'un RGLWG avec les dimensions comme indiqué sur la Figure 71 : a) diagramme de dispersion pour les deux premiers modes, b) paramètres S.	100
Figure 71. Réalisation du RGLWG : a) partie or, b) le LTCC et l'or.	100
Figure 72. Transition CPW vers LWG ultra-large bande (à gauche) et le changement du champ E suivant la position (à droite) [90].	101
Figure 73. Transitions : a) CPW vers MS vers LWG [70], b) MS vers LWG [92] et c) CPW vers LWG [93].	101
Figure 74. a) Modèle de simulation d'une transition CPW à GLWG en bande G sur quatre couches d' ESL41110 , inspirée de [93], b) identification des côtes.	102
Figure 75. Paramètres S de la transition CPW à GLWG sur quatre couches ESL41110 en configuration : a) demi-structure et b) tête-bêche. Le coefficient de réflexion en rouge et de transmission en vert.	103
Figure 76. Substrat de réalisation avec (entre autre) des transitions CPW vers GLWG en bande V (les deux rangées en bas), W (sur deux rangées au milieu) et G (les deux rangées en haut).	104
Figure 77. Circuit de validation du GLWG en tranchées de quatre couches avec une transition CPW à GLWG inspirée de [93]. Ce dispositif est adapté à $< -15\text{ dB}$ entre 121 et 154 GHz.	105
Figure 78. L'empilage des GLWG sur une couche (gauche) et quatre couches (droite). Les indications LX (avec X un chiffre) indiquent la numérotation des couches.	105
Figure 79. a) GLWG en bande V après cuisson et ablation, b) détails d'ablation. Le débordement vu en haut du GLWG est dû au remplissage manuel des tranchées après sérigraphie pour améliorer la continuité des parois verticales. Ce débordement n'a pas d'impact sur le bon fonctionnement du dispositif.	106
Figure 80. Dimensions en mm du GLWG en bande U réalisé sur une couche.	107
Figure 81. Paramètres S du GLWG de bande U issus de simulation sous CST (magenta) et mesures sous pointes (points bleus).	108
Figure 82. Comparaison entre simulation et mesure de la phase du GLWG en bande U sur une couche.	108
Figure 83. Comparaison entre la rétro-simulation (pointillés bleus) et les mesures (cercles bleus) du GLWG de bande U sur une couche, ϵ_r' est de 4.11. En croix rouges les pertes d'insertion pour 6 mm de longueur du guide d'ondes (sans transitions).	109
Figure 84. Comparaison de la phase entre rétro-simulation et mesures du GLWG en bande U sur une couche.	109
Figure 85. Les côtes du GLWG en bande V sur une couche. Dimensions en mm.	110
Figure 86. Paramètres S du GLWG en bande V. Simulation en magenta, mesures des deux dispositifs (cercles rouges) et (carrés bleus).	110
Figure 87. Paramètres S du GLWG en bande V après rétro-simulation (pointillés bleus). Comparaison avec les résultats de mesure, (cercles rouges) et (carrés bleus). Les dimensions réelles (connues) sont utilisées et $\epsilon_r' = 4.11$. Les pertes d'insertion du guide d'ondes sans transitions sont de 0.53 dB à la fréquence centrale pour 2.8 mm de longueur (croix rouges).	111
Figure 88. La différence de phase du GLWG en bande V sur une couche. Après rétro-simulation (pointillés bleus) et mesures, (cercles rouges) et (carrés bleus).	111
Figure 89. Dimensions en mm des GLWG s en bande W : a) sur une couche et b) sur quatre couches.	112

Figure 90. Paramètres S issus de simulations, $\epsilon_r' = 4.5$, (magenta) et mesures (cercles rouges et cercles bleus) pour le GLWG sur une couche en bande W.	113
Figure 91. Résultats de rétro-simulation (pointillés bleus) et mesures (cercles rouges et cercles bleus) du GLWG sur une couche en bande W, en utilisant les dimensions réelles et $\epsilon_r' = 4.11$. Les pertes d'insertion pour le guide seule sans transitions (croix rouges) sont de 0.74 dB/2.8 mm ou 0.26 dB/mm.	113
Figure 92. Comparaison entre rétro-simulation et mesures du GLWG sur une couche en bande W.	114
Figure 93. Côtes en mm des GLWGs en bande G : a) sur une couche et b) sur quatre couches.	114
Figure 94. Résultats issus de simulations, $\epsilon_r' = 4.5$, (magenta) et mesures sur deux exemplaires (cercles rouges et cercles bleus) pour le GLWG sur une couche en bande G.	115
Figure 95. Comparaison de la rétro-simulation, $\epsilon_r' = 4.11$, (pointillés bleus) pour 10 μm de profondeur d'ablation et mesures des deux GLWGs (cercles rouges et bleus) sur une couche en bande G. Les pertes d'insertion pour une longueur de 2.8 mm sans transition sont de 1.36 dB à 170 GHz (croix rouges).	116
Figure 96. Différence entre phases de la rétro-simulation (pointillés bleus) et mesures (cercles rouges et bleus) sur une couche en bande G. La permittivité relative est égale à 4.11.	116
Figure 97. Paramètres S des simulations du GLWG sur une couche en bande G avec variation de la profondeur d'ablation de 0, 5, 10, 15 et 20 μm pour les « runs » 1, 3, 4, 8 et 5 respectivement. La profondeur est supposée nulle pour la comparaison sur la Figure 94 : a) coefficient de réflexion et b) coefficient de transmission.	117
Figure 98. Résultats de simulation, $\epsilon_r' = 4.5$, (magenta) et mesure (cercles verts) du GLWG sur quatre couches en bande G.	117
Figure 99. Comparaison entre rétro-simulation (pointillés bleus), avec $\epsilon_r' = 4.11$ et les dimensions connues et mesures (cercles verts). Les pertes d'insertion à 170 GHz pour le guide d'ondes sans transitions sont de 1.14 dB pour 2.8 mm de longueur (croix rouges).	118
Figure 100. La différence en phase pour le GLWG sur quatre couches en bande G, avec $\epsilon_r' = 4.11$, rétro-simulation (pointillés bleus) et mesures (cercles verts).	118
Figure 101. Le prototype en bande U : a) 1. coude tronqué, 2. té via avec charge intégrée, 3. té avec un pic de la tranchée, 4. tronçon, 5. charge, 6. té via, 7. té avec un volume en triangle et charge, 8. coude en rayon, b) prototypes dont à gauche avec charges à base d'absorbants Eccosorb et à droite avec une encre résistive.	120
Figure 102. Dimensions des deux coudes pour la bande U ; a) coude tronqué, b) coude en rayon. $a = 2250 \mu\text{m}$, $c = 1285 \mu\text{m}$, $t = 965 \mu\text{m}$, $L = 2850 \mu\text{m}$ et $R = 4000 \mu\text{m}$. La hauteur intérieure, $b = 75 \mu\text{m}$. Le tape est le ESL41110 .	120
Figure 103. Comparaison de simulations sans transition, $\epsilon_r' = 4.5$, (croix rouges), rétro-simulation, $\epsilon_r' = 4.11$, avec transitions (pointillés bleus) et mesures avec transitions (cercles bleus) du coude tronqué.	121
Figure 104. Comparaison de simulations sans transition (croix rouges), rétro-simulation, $\epsilon_r' = 4.11$, avec transitions (pointillés bleus) et mesures avec transitions (cercles bleus) du coude en rayon.	121
Figure 105. Comparaison entre coudes : a) coefficient de réflexion et b) coefficient de transmission. Légende : coude tronqué (rouge), coude en rayon (bleue).	122
Figure 106. Les tés pour la bande U ; a) té avec un via métallisé, b) té avec une encoche triangulaire de la tranchée. Les dimensions sont ; $a = 2250 \mu\text{m}$, $h = 75 \mu\text{m}$, $t = 135 \mu\text{m}$, $c = 500 \mu\text{m}$ et $H = 3000 \mu\text{m}$. La hauteur intérieure, $b = 75 \mu\text{m}$. Le tape est le ESL41110 .	122
Figure 107. Résultats de simulation sans transition, $\epsilon_r' = 4.5$ (croix rouges), rétro-simulation, $\epsilon_r' = 4.11$, avec transition (pointillés bleus) et mesures avec transitions (cercles bleus) d'un té en bande U avec trous vias.	123
Figure 108. Résultats de simulation sans transition, $\epsilon_r' = 4.5$ (croix rouges), rétro-simulation, $\epsilon_r' = 4.11$ avec transition (pointillés bleus) et mesures (cercles bleus) d'un té en bande U avec une encoche triangulaire de la tranchée.	123
Figure 109. La charge : a) modèle simulé de la charge en topologie GLWG . Le matériau absorbant est en coloris noir et l'or en jaune. Dans ce modèle, le LTCC est caché à l'intérieure du guide même si en réalité il est autour du GLWG , comme vu sur la Figure 101., b) dimensions du dispositif incluant la transition CPW vers GLWG .	124
Figure 110. Résultats de rétro-simulation, $\epsilon_r' = 4.11$, de la charge avec l'encre 1000 Ω/\square (pointillés bleus), mesures de la charge avec la même encre comme absorbant (cercles verts) et mesures avec le matériau Eccosorb MMI-SA comme absorbant (carrés bleus), le tout avec une transition CPW à GLWG intégrée. La courbe avec des croix rouges montre le coefficient de réflexion simulé, $\epsilon_r' = 4.5$, de la charge avec l'encre résistive sans transition.	125
Figure 111. Le procédé WIN 15-01 comparé aux procédés pHEMT et InP HEMT. (Document interne avec la permission de WIN Semiconductors).	130
Figure 112. Paramètres S mesurés du LNA ck_chip3_4st_b avec V_g égale à -0.4 V et V_d égale à 1.5 V pour tous les étages, et I_d total égal à 43 mA. Chaque étage est constitué d'un transistor mHEMT de deux doigts de grille de 0.15 μm de longueur et 25 μm de largeur.	131

Figure 113. Transition GLWG vers FC . Les parties bleues représente la céramique et les parties jaunes les couches d'or ; a) le GLWG , b) et c) une ligne micro-ruban est connectée au GLWG , d) une bille est placée sur la ligne micro-ruban pour montage FC et, e) vue en coupe avec la puce montée, des fils connectent le plan de masse de la puce vers le haut du GLWG .	132
Figure 114. Dimensions du montage FC sur GLWG . Vue de côté.	133
Figure 115. Résultats d'une simulation de la structure proposée. Ici, la hauteur de la bille (ou bump) est de 75 μm , son rayon est de 40 μm et la distance entre le bord de la puce et le bord du LTCC est 50 μm . Le GLWG est réalisé sur une couche. La longueur de la ligne micro-ruban sur la puce MMIC est de 1 mm, ainsi que les deux GLWG s.	133
Figure 116. Deuxième solution du montage FC . La puce est désormais montée au-dessus de la cavité pour alléger les dimensions de fabrication : a) le GLWG avec une ligne micro-ruban et un via, b) le via est enveloppé par du LTCC , c) la bille pour le montage FC est placée sur le via et d) vue de côté après le montage de la puce et micro-câblage pour connecter la plan de masse de la puce au GLWG .	134
Figure 117. Résultats de simulation, $\epsilon_r' = 4.5$, pour le montage FC en bande G comme présenté dans la Figure 116-a et -c. Le diamètre des vias est 100 μm ainsi que le diamètre des billes, la hauteur des billes est 25 μm et la distance entre les billes et les plans de masse est 65 μm . Le GLWG est réalisé sur une couche.	135
Figure 118. Transition entre le GLWG vers FC en utilisant les vias métallisés du MMIC pour reporter la masse. Ici, les billes ont une hauteur de 50 μm , avec un rayon de 40 μm . Le GLWG est réalisé sur une couche ; a) ligne micro-ruban de type « taper » connecté à la plaque inférieure du GLWG , b) la plaque supérieure du GLWG est étendue pour faire deux plots de masse, c) trois billes GSG sont déposées sur le substrat pour un montage FC de la puce MMIC , d) le plot GSG de la puce est connecté aux billes et deux vias de la puce relient son plan de masse, e) vue de l'ensemble.	136
Figure 119. Résultats des simulations, $\epsilon_r' = 4.5$, de la troisième solution FC comme illustré sur la Figure 118.	137
Figure 120. Les dispositifs pour tester la transition entre GLWG et montage FC , en bande G sur la deuxième ligne du haut, W sur la quatrième ligne du haut et V sur la ligne toute en bas. Dans ces cas, les GLWG s sont tous réalisés sur une seule couche de LTCC .	138
Figure 121. Modèle sous CST utilisé pour comparer les mesures avec simulation pour la validation d'un circuit passif. La longueur des rubans CPW est 1170 μm sur l'image. Les simulations sont également faites pour des longueurs de 1570 μm et 2670 μm . Pour bien comparer le résultat avec les mesures, les deux transitions CPW vers GLWG sont incluses dans le graphique de la rétro-simulation.	139
Figure 122. Validation d'un circuit passif des transitions CPW vers GLWG vers FC suivies par trois rubans coplanaires, en mode tête-bêche. Ces dispositifs sont ceux en bande W.	139
Figure 123. Comparaison entre simulation, $\epsilon_r' = 4.11$, (magenta) et mesures (cercles bleus) de la transition CPW vers GLWG vers FC suivie par trois rubans coplanaires, en mode tête-bêche. La longueur des rubans coplanaires dans cet exemple est de 2670 μm .	139
Figure 124. Les plots des vias sont déformés du fait de débordement de l'encre lors du remplissage des vias : a) un exemple de débordement suivi par de l'ablation laser (plot de $\sim 150 \times 250 \mu\text{m}^2$), b) un autre plot où les dimensions sont $\sim 420 \times 200 \mu\text{m}^2$.	140
Figure 125. Modèle corrigé pour prendre en compte le débordement de l'or autour des vias. Incontestablement, ces plots élargis sont trop « parfaits » par rapport à la réalité comme le montre la Figure 124.	140
Figure 126. Comparaison entre résultats issus de rétro-simulation (pointillés bleus) et des mesures (cercles bleus foncés) du dispositif où des plots élargis sont rajoutés au modèle.	140
Figure 127. Le lay-out de montage du LNA en mode FC . Ici avec des condensateurs intégrés (ESL41110).	141
Figure 128. Les étapes de fabrication du prototype LNA : a) sérigraphie de la couche de métal inférieure des guides d'ondes (couche 7), b) sérigraphie de la couche de métal supérieure (couche 8) et découpe des cavités des inserts pour les capacités, c) la couche supérieure après l'insertion des capacités de forte permittivité, d) le substrat après empilage, remplissage des tranchées et lamination, e) après cuisson, f) après ablation des transitions CPW vers GLWG et l'ablation autour des plots FC . La variante avec capacités insérées en haut et capacités intégrées en bas.	142
Figure 129. Les rubans coplanaires qui permettent de réaliser une mesure tête-bêche : a) modèle de simulation (les transitions CPW vers GLWG sont rajoutées en simulation), b) vue de dessus, c) vue en perspective.	142
Figure 130. Comparaison entre simulation et mesure de la structure totale prévue pour deux montages, où la puce a été remplacée par trois rubans coplanaires. Résultats de simulation (pointillés bleus) et mesures du dispositif 1 (cercles rouges) et du dispositif 2 (cercles bleus).	143
Figure 131. Montage du MMIC LNA en mode FC sur le substrat LTCC : a) Le LNA vu de face, b) Deux LNAs montés sur le substrat, en haut la version avec capacités intégrées et en bas la version avec des capacités d'insertion.	

Dans les deux cas, on voit comment le remplissage des tranchées a laissé de l'or couler sur la couche supérieure. Ceci n'a pas d'impact sur le fonctionnement des circuits. _____	144
Figure 132. Paramètres S : en bleu) performance du LNA seul, en magenta) performance du LNA monté en mode FC incluant la transition FC vers GLWG et en rouge) le LNA monté incluant la transition FC vers GLWG ainsi que la transition GLWG vers CPW . _____	144
Figure 133. Impact du montage FC quand les transitions et GLWGs ne sont pas prises en compte : a) position des plans de référence, b) la différence en dB. _____	145
Figure 134. Impact du montage FC d'un LNA de cinq étages. a) montage, b) gain et bruit de phase mesuré, en rouge pour la puce seule et en vert après le montage FC . Les lignes CPW sur Al₂O₃ sont de 1 mm de longueur et compte pour 1 dB de perte chacune. Données non publiées du projet WBIFA . _____	145
Figure 135. a) Transition WG vers SIW en LTCC et b) transition WG vers SIW à MS avec un filtre intégré [106]. _____	146
Figure 136. Transition d'un guide d'ondes vers un SIW [107], a) concept, b) exemple de transitions montées en tête-bêche. _____	147
Figure 137. Transition SIW vers WG brevetée par Flatters en 2011 [108]. _____	147
Figure 138. Solution de transition d'un SIW vers WG métallique [84]. _____	148
Figure 139. Modèle sous CST pour simuler la transition inspirée par [108] : a) diélectrique LTCC avec le taper (ESL41110 sur quatre couches ou 300 µm d'épaisseur), b) tranchées et métal de la plaque inférieure du GLWG , c) transition complète couverte avec une plaque métallique supérieure. _____	150
Figure 140. Le coefficient de réflexion issu d'une étude paramétrique sous CST ²⁵ sur la longueur de la transition progressive entre un GLWG et un WG . Ici a = 2.12 mm, b = 75 µm, la longueur du tronçon GLWG est 1 mm et la longueur de la transition progressive varie entre 1.2 et 3.6 mm par pas de 0.6 mm. _____	151
Figure 141. Analyse de l'impact de la hauteur du guide d'ondes sur les pertes de transmission ²⁵ . Ici a = 2.12 mm, b vaut 75 (run 5), 150, 225 et 300 µm et finalement 1.2 mm (run 9), les longueurs du tronçon GLWG et du tronçon WG sont de 1 mm et la longueur de la transition progressive est fixée à 3.6 mm. _____	151
Figure 142. Indication de la largeur, L, du support diélectrique pour tenir l'or dans les tranchées. Le bleu clair indique le matériau diélectrique, LTCC , et le jaune de l'or. La plaque d'or supérieure est masquée pour faciliter la compréhension. _____	152
Figure 143. Paramètres S issus des simulations en variant la largeur du support diélectrique ²⁵ . _____	152
Figure 144. a) Exemple d'un dispositif en mousse métallisé, b) la surface avec ouvertures des alvéoles après usinage, b) surface après procédure de lissage [111]. _____	153
Figure 145. Comparaison de sept critères entre différentes mousses. _____	154
Figure 146. Transition d'un GLWG vers WG de faible hauteur et ensuit vers un WG avec hauteur standardisé ²⁶ : a) modèle, b) coefficient de réflexion pour différentes longueurs de la deuxième partie de la transition. _____	154
Figure 147. Modèle CST avec le LTCC en bleu et le métal en jaune : a) la partie LTCC où les tranchées remplies d'or s'arrêtent au niveau du WG de faible hauteur, b) et c) le bloc en mousse sera déposé sur la couche inférieure pour ainsi former les parois verticales et la plaque supérieure. _____	155
Figure 148. Modèle tête-bêche de la transition complète. _____	155
Figure 149. Paramètres S de la transition tête-bêche ³⁵ . La partie GLWG est réalisée sur une couche. _____	156
Figure 150. Étude de l'effet de la hauteur du GLWG sur les paramètres S de la transition tête-bêche : 1 à 4 couches de 75 µm chacune ³⁵ . _____	156
Figure 151. Les étapes de fabrication du prototype pour la transition GLWG vers un WG standard. Partie LTCC : a) Sérigraphie de la couche de métal inférieure des guides d'ondes (couche 7), b) sérigraphie de la couche de métal supérieure (couche 8), c) la couche supérieure après la découpe qui suit la sérigraphie, d) le diélectrique avec métal qui formera le GLWG avec la transition vers une diélectrique d'air (couche 8), e) l'assemblage avec les feuilles de matériau fugitif en place, e) le prototype après remplissage des tranchées et lamination. _____	157
Figure 152. Circuit LTCC de la transition GLWG vers un WG en topologie tête-bêche. Les tranchées sont remplies à la main, rendant leurs bords légèrement « saccadés ». _____	157
Figure 153. Module tête-bêche de la transition GLWG vers WG monté dans le support de mesure : a) vue de côté, b) connecté aux WGs extérieurs du banc de mesure. _____	157
Figure 154. Résultats de mesure de la transition WG vers GLWG tête-bêche. Retro-simulation (croix rouges) et mesures (points bleus). _____	158
Figure 155. Définitions pour les règles de conception, [109]. _____	185
Figure 156. Écran de sérigraphie en métal [119]. _____	187
Figure 157. Définition de : a) dimensions d'ouverture, w et diamètre de fil, d, b) calcul de mesh (2.54/(w+d)) et c) calcul d'ouverture $A=(w/(w+d))^2 \times 100 \%$, [119]. _____	187

Figure 158. Motifs pour tester des écrans avec des lignes et des gaps fins, a) vue complète, b) détails de certains motifs.	188
Figure 159. Détails après sérigraphie concernant l'amélioration de la résolution des lignes et des gaps : a) cercles concentriques, b) test de largeur minimale d'une ligne et d'un gap, c) test des lignes et des gaps sur une grande longueur.	188
Figure 160. Découpe des cavités après sérigraphie sur une feuille crue. Les dispositifs sont des GLWG en bande U : a) la feuille avec trois cavités, b) détail de découpe.	191
Figure 161. Détails sur la transition CPW à MS réalisée sur quatre couches ; a) dimensions finales, b) en magenta, l'or restant après l'ablation et en vert les parties à enlever.	193
Figure 162. Photo du substrat de test pour l'ablation laser; a) substrat complet, b) plot avant ablation.	194
Figure 163. Ablation laser utilisant les paramètres suivants ; Fréquence 40 kHz, Puissance 4 W, Vitesse 1 mm/s et une répétition : a) parcours, b) un résultat presque abouti, des « oreilles » toujours présentes.	194
Figure 164. Le plot final après l'ablation.	195
Figure 165. Ablation laser sur un substrat pour la réalisation de transitions CPW à GLWG : a) Un substrat de prototypage des GLWGs en bande G, W, et V, b) coupe transversale d'une ligne CPW , les gaps sont de 15 et 25 μm , tandis que la ligne centrale est d'une largeur de 110 μm . En conception nous avons visé 30-100-30 μm .	195
Figure 166. Images d'analyse avec un microscope électronique à balayage : a) traces parallèles, b) fentes de la transition CPW à GLWG , c) détail sur le croisement des traces, d) mesure de la profondeur des traces.	196
Figure 167. Technique d'ablation de l'or sur un substrat cru : a) substrat de test où une ligne est découpée (sans passer à travers de tape), b) tape avec un plan de masse qui devrait être ouvert autour d'un via, mais qui est court-circuité, c) le même tape après l'ablation de l'or par laser.	197
Figure 168. Norme pour dénommer des fichiers partiels de type dxf . Avec le nom complet du fichier, est ajoutée la position centrale du motif partiel en coordonnées x et y (en mm).	199
Figure 169. Exemple des tranchées découpées avec le laser. Les tranchées sont typiquement conçues pour une largeur de 150 μm après cuisson, donc 176 μm avant cuisson.	199
Figure 170. Substrat de test de la faisabilité de GLWGs ; a) couche L2 : les plaques de base des GLWGs à quatre couches, b) couche L3 : tranchées remplies avec or en sérigraphie, c) couche L4 : pareil comme à la couche L3, d) couche L5 : remplissage des tranchées des GLWGs à quatre couches et nouvelles plaques de base pour des GLWG à une couche, e) couche L6 : tranchées remplies et plaques supérieures de tous les GLWGs . Les rangées 1, 3 et 5, à partir du haut, contiennent des GLWGs avec transition CPW vers GLWG en structure tête-bêche, et les rangées 2, 4 et 6 des transitions CPW vers GLWG puis vers FC , f) le substrat après la cuisson.	200
Figure 171. Détails sur le remplissage des tranchées ; a) GLWG bande G avec certaines parties non remplies et découpe laser irrégulière, b) GLWG bande W avec un remplissage acceptable, c) GLWG en bande V avec un remplissage parfait, d) tranchées parfaitement remplies mais débordement sur le substrat, e) GLWG en bande G plaque supérieure avec des parties de tranchées non remplies, g) GLWG bande W avec de grandes ouvertures dans les deux tranchées.	201
Figure 172. Coupe transversale d'un GLWG à une couche en bande G. Les dimensions intérieures du guide sont de $610 \times 75 \pm 5 \mu\text{m}^2$ (en conception elles sont de $600 \times 75 \mu\text{m}^2$).	202
Figure 173. La réalisations des dispositifs GLWGs : a) couches 1 à 5 sur le support d'empilage avec la couche 5 qui constitue la base des guides d'ondes (cette photo est prise à 180° par rapport aux autres photos), b) découpe des tranchées sur la couche 6, c) remplissage des tranchées avec la sérigraphieuse, d) sérigraphie de la métallisation supérieure des GLWGs sur la couche 6.	202
Figure 174. Remplissage des tranchées sur un deuxième prototype avec des géométries compliquées : a) coude tronqué, b) coude en angle 90°, c) coude en rayon, d, tranchées droites, e) détails du pic du té, f) détails du té avec via métallisé. Les tranchées ont des défauts de remplissage partiel.	203
Figure 175. Illustration des anciennes mires positionnées en mi-hauteur à gauche et à droit sur chaque tape : a) leur positionnement et b) détails.	204
Figure 176. Mire d'alignement avec quatre triangles : a) en nord, sud, est et ouest pour aligner les vias et tranchées métallisées et b) en direction nord-ouest, nord-est, sud-ouest et sud-est pour les couche métalliques.	204
Figure 177. Exemple d'un substrat après la « singulation » fait avec l'aide du laser. Sur le substrat se trouve un kit de calibrage TRL en topologie GLWG .	206
Figure 178. Intégration des inserts de capacités MIM : a) insert contenant trois capacités MIM , b) inserts déposés dans les cavités lors de l'empilage avant lamination. La dimension de la cavité est de $1645 \times 1075 \mu\text{m}^2$ et celle de l'insert de $1460 \times 925 \mu\text{m}^2$ avant cuisson.	207

TABLE DES ILLUSTRATIONS

<i>Figure 179. Capacités MIM après cuisson. Sur le dispositif en haut les capacités MIM sont réalisées dans le matériau ESL41110 (donc le même que le reste du dispositif), tandis que sur le dispositif en bas, des inserts du matériau ESL41060 sont utilisés.</i>	208
<i>Figure 180. Résultats de mesure de la permittivité relative, partie réel et imaginaire, en bande W utilisant le banc quasi-optique du laboratoire [121].</i>	209

Liste des tableaux

Tableau 1. Inventaire (non-exhaustif) des différents moyens d'entrées/sorties d'un signal sur un module RF.	39
Tableau 2. Données pour les matériaux conducteurs utilisés pour le HTCC et le LTCC [23].	43
Tableau 3. Liste de matériaux aux LTCC.	47
Tableau 4. Comparaison de la liste LTCC avec la liste de souhaits.	48
Tableau 5. Résultats de simulation pour un LWG en bande X pour en déduire les pertes par rayonnement, métalliques et diélectriques.	86
Tableau 6. Résultats de simulation pour un GLWG en bande X pour en déduire les pertes par rayonnement, métalliques et diélectriques ¹⁰ .	91
Tableau 7. Comparaison des supports de transmission à 10 GHz.	93
Tableau 8. Transitions CPW à GLWG réalisées avec leurs dimensions.	103
Tableau 9. Les GLWGs réalisés	106
Tableau 10. Performance des lignes GLWG.	119
Tableau 11. Spécifications pour le LNA du projet WBIFA.	129
Tableau 12. Tableau récapitulatif des performances des transitions guides d'ondes vers lignes planaires.	149
Tableau 13. Les guides d'ondes rectangulaires standards avec leur fréquence de coupure, [113] et [114].	173
Tableau 14. Dimensions et fréquence de coupure pour GLWGs remplis avec ESL41110 réalisés dans ce travail (voire estimés comme réalisables*).	175
Tableau 15. Comparaison des dimensions minimales des règles de conception, [109]- [116].	186
Tableau 16. Résultats d'analyse de lignes fines, largeur minimale recommandée avec tolérances (avant cuisson).	189

Liste d'abréviations et sigles

Abréviation	Explication	Traduction français si besoin
ACF	Anisotropic Conductive Film	Film Conducteur Non Isotrope
ADS	Advanced Design Systems	Simulateur circuit d'Agilent
AiP	Antenna in Package	Antenne intégrée en boîtier
Al₂O₃	Alumina substrate	Alumine
AMC	Advanced model Composer	
AsGa	GaAs Gallium Arsenide	Arséniure de Gallium
BW	Band Width	Largeur de bande
BW_{-1dB}	-1dB Band Width	Largeur de bande à -1dB
BGA	Ball Grid Array	
C.C.		Court-circuit
C.O.		Circuit ouvert
CPW	Coplanar Wave Guide	Guide coplanaire
CSP	Chip Scale Package	
CST	Computer Simulation Technology - Microwave Studio	Simulateur électromagnétique
CTE ou CET	Coefficient of Thermal Expansion	Coefficient d'Expansion Thermique
DIL	Dual In Line	
DIP	Dual In Package	
DOE	Design of Experiments	Plan d'expériences
DXF	Drawing eXchange Format	
EM	Electro-magnetic	Électromagnétique
ESA	European Space Agency	Agence Spatiale Européenne
ESL	Electro Science Laboratory, inc.	

ETRI	Electronics and Telecommunications Research Institute (Corée du Sud)	
FC	Flip-Chip	Puce renversée
FoM	Figure of Merit	Facteur de mérite
FR4	Flame Resistant 4	Un composite de résine époxy renforcé de fibres de verre
GCPW	Grounded Coplanar Waveguide	Guide coplanaire référencé à un plan de masse
GPO	Gilbert Push On (connector)	
GLWG	Grooved Laminated Waveguide	LWG à tranchées
GSG	Ground Signal Ground	Masse Signal Masse (pointes de mesures)
GWG	Gap WaveGuide	
HMIC	Hybrid Microwave Integrated Circuit	
HTCC	High temperature Cofired Ceramics	Céramique coccuite à haute température
IC	Integrated Circuit	Circuit Intégré
IL	Insertion Loss	Pertes d'insertion
IMST	Institute of Mobile and Satellite Communication Techniques, (Allemagne)	
IREC	Intelligent Radio Engineering Centre, (Corée du sud)	
LGA	Land Grid Array	
LNA	Low Noise Amplifier	Amplificateur faible bruit
LTCC	Low Temperature Cofired Ceramics	Céramique coccuite à basse température
LWG	Laminated Wave Guide	Guide d'ondes intégré dans un substrat (sur plusieurs couches)
MCM	Multi Chip Module	Module de plusieurs ICs intégrés
MCM-C	Ceramic MCM	MCM céramique

LISTE D'ABRÉVIATIONS ET SIGLES

mHEMT	Metamorphic HEMT	
MEL	Microwave Electronics Laboratory	Laboratoire de micro-ondes au département MC2 à Chalmers
MIM	Metal Insulator Metal	
MMIC	Microwave Monolithic Integrated Circuit	
MS	Micro strip	Ligne micro-ruban
MTBF	Mean Time Between Failures	Temps moyen entre pannes
MTTF	Mean Time To Failure	Temps moyen de fonctionnement avant panne
PCB	Printed Circuit Board	Carte électronique imprimée
PEC	Perfect Electric Conductor	Conducteur électrique parfait
PPL	Parallel Plate Modes	Modes de guide à plans parallèles
ppm	Parts part million	
QFP	Quad Flat Pack	
RF	Radio frequency	Bande de Fréquence Radio
RGLWG	Ridged Grooved Laminated Waveguide	LWG à nervure et à tranchées
RX	Receiver module	Module récepteur
RL	Return loss	Pertes de réflexion
SiP	System in Package	
SIW	Substrate Integrated Waveguide	Guide d'ondes intégré dans un substrat (sur une couche)
SMA	SubMiniature version A	
SMP	Sub Miniature Push on	Connecteur coaxial miniature
SO	Small Outline package	
TE	Transverse Electric mode	Mode transverse électrique
TEM	Transverse Electric and Magnetic mode	

TFR	Thin Film Resistor	Résistance en couche mince
TL	Transmission loss	Pertes en transmission
TM	Transverse Magnetic mode	Mode transverse magnétique
TRL	Thru Reflect Line	
TRX	Transceiver module	Module qui émet et reçoit un signal
TX	Transmitter module	Module émetteur
WBIFA	Wide Band Intermediate Frequency Amplifier	Amplificateur en fréquence intermédiaire, large bande
WIN	WIN semiconductors	Une fonderie Taïwanaise qui réalise des MMICs
WG	Wave Guide	Guide d'ondes

Liste de symboles

Symbole	Explication	Unité
α	Constante d'atténuation	Np/m ou dB/m
α_c	Pertes métalliques/par conduction	Np/m ou dB/m
α_d	Pertes diélectriques	Np/m ou dB/m
α_r	Pertes de rayonnement	Np/m ou dB/m
β	Constante de phase	Rad/m
δ	Épaisseur de peau	m
ϵ	Permittivité diélectrique	F/m
ϵ_0	Permittivité diélectrique du vide	F/m
ϵ_r	Permittivité diélectrique relative d'un matériau	
ϵ_{eff}	Permittivité relative effective	
f	Fréquence	Hz
f_c	Fréquence de coupure	Hz
$f_{c,TE10}$	Fréquence de coupure pour le mode TE_{10}	Hz
$f_{c,TE20}$	Fréquence de coupure pour le mode TE_{20}	Hz
$f_{c,TE30}$	Fréquence de coupure pour le mode TE_{30}	Hz
$f_{c,TM11}$	Fréquence de coupure pour le mode TM_{11}	Hz
γ	Constante de propagation	m^{-1}
k	Constante de phase pour une onde plane	Rad/m
k_0	Constante de phase pour une onde plane dans le vide	Rad/m
k_c	Constante de phase pour une onde plane à la fréquence de coupure	Rad/m
λ	Longueur d'onde	m
λ_0	Longueur d'onde dans le vide	m

λ_g	Longueur d'onde guidée	m
μ	Perméabilité magnétique	H/m
μ_0	Perméabilité magnétique du vide	H/m
μ_r	Perméabilité magnétique relative d'un matériau	
η	Impédance intrinsèque d'un milieu	Ω
ω	Pulsation	Rad/s
Q	Facteur de qualité	
R	Résistance	Ω
R_s	Résistance de surface	Ω
σ	Conductivité	S/m
$\tan\delta$	Tangente de pertes	
Z	Impédance	Ω
Z_c	Impédance caractéristique	Ω

Constantes physiques

Nom	Symbole	Valeur
Vitesse de la lumière dans le vide	c	$\sim 3 \times 10^8 \text{ m/s}$
Permittivité diélectrique du vide	ϵ_0	$\frac{1}{36\pi} \times 10^{-9} \text{ F/m}$
Perméabilité magnétique du vide	μ_0	$4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$
Impédance intrinsèque de l'air	η_0	$\sim 120\pi = 377 \Omega$

Introduction générale

La technologie d'intégration hybride des modules micro-ondes, voire millimétriques, est un sujet très important dans les domaines des télécommunications, des systèmes de transports, militaire et aérospatial. Cette technologie repose sur deux piliers distincts, l'un étant celui de l'électromagnétisme et l'autre celui des sciences des matériaux. On ne peut pas améliorer l'intégration et monter plus haut en fréquence sans une forte coopération entre des scientifiques qui se chargent de la partie conception de systèmes et de leurs composants (actifs et passifs) et des scientifiques qui se chargent de la mise en place et du développement de la technologie en elle-même. L'avancement des deux parties doit être fait en co-conception pour un résultat favorable.

À cause d'un spectre en fréquence de plus en plus saturé dans le domaine centimétrique (qui couvre la bande de 3 à 30 GHz, on cherche aujourd'hui à utiliser des fréquences dans le domaine millimétrique (de 30 à 300 GHz), voire submillimétrique. Par exemple, les concepteurs de radars automobiles ont eu l'autorisation d'utiliser la bande autour des 24 GHz pour les radars anticollision jusqu'en 2013, date à laquelle ils sont sensés changer pour une fréquence autour de 77 GHz [1]. Concernant la radiométrie, des fréquences millimétriques sont utilisées pour étudier la concentration de certaines molécules dans l'atmosphère, comme les bandes des 118 GHz pour l'oxygène et 183 GHz pour la molécule d'eau, pour n'en citer que quelques-unes. D'autres applications en très hautes fréquences sont celles de la détection d'armes, de produits explosifs ou de drogues, utilisées, par exemple, dans les contrôles de sécurité des aéroports ou à l'entrée du métro de Londres. Ce type de systèmes utilise des fréquences allant de 35 GHz à 140 GHz, comme indiqué dans [2].

L'atténuation des ondes dans l'atmosphère dans le domaine millimétrique est plus forte que dans le domaine centimétrique, ce qui est avantageux dans certains cas, car cela limite la distance de propagation et les fréquences peuvent alors être réutilisées.

Aujourd'hui, pour tout ce qui concerne les systèmes, il faut d'abord concevoir et fabriquer des circuits intégrés qui fonctionnent à ces fréquences très élevées, ce qui est en soi un défi important. Néanmoins, la tâche suivante, correspondant à la mise en boîtier de ces puces, est aussi une tâche très contraignante, où il faut avoir une connaissance conjointe des problèmes électromagnétiques et des sciences des matériaux. Pour illustrer ce défi, prenons un exemple à 10 GHz. À cette fréquence, la longueur d'onde est de 3 cm en espace libre. Or, la longueur d'onde diminue avec la racine carrée de la permittivité relative du milieu de transmission, et donc pour un choix de matériau de type Alumine (Al_2O_3 , $\epsilon_r=9.8$), la longueur d'onde n'est que de 9.6 mm. Cela veut dire qu'à cette fréquence, pour un déplacement sur la ligne de 0.1 mm, la phase est modifiée d'environ 4° . Avec ce petit exemple, nous pouvons comprendre qu'un fil de connexion dans un système micro-onde n'est pas qu'un simple fil de connexion, mais un élément qui modifie plus ou moins le signal qui le traverse. Plus on monte en

fréquence, plus la perturbation sur le signal est sensible, c'est pourquoi il faut contrôler le matériel et les tolérances dimensionnelles de manière fine pour réussir une mise en boîtier performante d'un circuit intégré.

D'autres défis en visant les systèmes millimétriques sont également à souligner : nous avons déjà compris que les dimensions de tout dispositif diminuent avec l'augmentation de la fréquence. Ceci signifie que la dimension des composants devient du même ordre de grandeur que la longueur d'onde et il faut désormais prendre en compte les effets parasites qu'elle apporte dans la conception du dispositif. Pour illustrer ce point, les plots de montage d'un composant localisé quelconque apporte des effets capacitifs, résistifs et parfois aussi inductifs, ce qu'il faut intégrer dans la conception en plus de la fonctionnalité du composant lui-même. Ces effets commencent à apparaître dès 3 GHz. Les composants passifs, tels que les capacités et les inductances, peuvent aussi être réalisés à partir de lignes de transmission. On parle alors de composants distribués. Les composants distribués ne permettent pas d'obtenir des valeurs aussi élevées que les composants localisés et prennent parfois trop de place par rapport à un composant localisé. Il faut en conséquence faire un choix à bon escient.

Pour ce qui concerne les puces intégrées, les composants prévus pour des systèmes millimétriques sont souvent de type III-V ([AsGa](#), InP etc.) ayant une épaisseur de 100 μm , voire moins. Ces matériaux semi-conducteurs sont, en comparaison avec les puces épaisses en silicium, fragiles et leur fabrication et leur report sont, de fait, délicats.

De plus, le boîtier risque de poser des problèmes en montant en fréquence car il peut lui-même former une cavité résonante : pour un mode donné, il suffit que la dimension longitudinale soit égale à $n \times \lambda_g/2$, où n est un nombre entier et λ_g la longueur d'onde guidée, pour qu'une résonance se produise. Bien sûr, avec une longueur d'onde de l'ordre d'un millimètre, les résonances de cavité sont difficiles à éviter. Une manière de les éviter est de minimiser les dimensions de la cavité pour placer la première fréquence de résonance hors de la bande de fréquence utile. Si cela est impossible, d'autres solutions, comme l'introduction de matériaux absorbants dans la cavité, existent.

Cette thèse se positionne dans ce domaine où l'objectif est de travailler sur une solution de mise en boîtier de puces [MMIC](#) (*Microwave Monolithic Integrated Circuit*) aux fréquences millimétriques. Le défi est de proposer une solution basée sur la technologie [LTCC](#) (*Low Temperature Cofired Ceramics*) dans le but de concevoir et réaliser des boîtiers, chacun incluant une fonction. Le choix de la technologie [LTCC](#) sera expliqué après un premier bilan de l'existant. Face à nous, nous avons des questions pour lesquelles nous devons trouver la réponse :

- 1 Jusqu'à quelle fréquence le [LTCC](#) sera-t-il utilisable ? Quel matériau [LTCC](#) sera le plus adapté pour les fréquences millimétriques ?
- 2 Quels supports de transmission utiliser pour aller le plus haut possible en fréquence sans trop de pertes, ni dispersion, et sans modes supérieurs ?
- 3 Comment faire l'interconnexion entre une puce [MMIC](#) et le support de transmission choisi ?

4 Comment faire la connexion entre le substrat et un guide d'ondes extérieur standard ?

Outre ces questions, il va également falloir traiter les limitations actuelles dues à la fabrication (en interne) et améliorer certaines procédures pour arriver à une solution conforme à un cahier de charge précis avec une qualité et répétitivité de fabrication correctes.

Par contre, quelques sujets non traités lors de cette thèse sont les questions liées aux composants de puissance (amplificateurs) et à la prise en charge de la chaleur dissipée par ceux-ci. L'alimentation des puces [MMIC](#) ne sera pas non plus traitée en profondeur. De même la qualification environnementale (normes JEDEC, MIL-STD, etc.) qui est essentielle quand on propose des solutions de mise en boîtier, mais qui est ici non envisageable vu le délai imparti pour cette thèse.

I. La mise en boîtier de MMICs millimétriques

TABLE DE MATIÈRES CHAPITRE I :

I.	La mise en boîtier de MMICs millimétriques.....	31
I.1	Introduction.....	32
I.2	Boîtiers et connecteurs micro-ondes et millimétriques : état de l'art	33
I.2.1	Lead frame packages (DIL, SO-type, QFP, etc.).....	34
I.2.2	Chip Scale Package (CSP).....	34
I.2.3	Ball Grid Array (BGA).....	35
I.2.4	Land Grid Array (LGA)	36
I.2.5	Boîtier métallique avec connecteurs coaxiaux.	36
I.2.6	Multi Chip Module en céramique (MCM-C)	37
I.2.7	Boîtiers spéciaux avec accès en guide	38
I.2.8	Boîtiers spéciaux avec couplage direct vers une antenne	38
I.2.9	Bilan	39
I.3	La technologie LTCC	41
I.3.1	Introduction sur la technologie LTCC.....	41
I.3.2	Choix d'une technologie LTCC au sein du laboratoire Microondes de Télécom Bretagne.	44
I.4	Les techniques d'interconnexion d'un circuit intégré	50
I.4.1	Le « ballbonding »	51
I.4.2	Le « wedgebonding »	52
I.4.3	Le « ribbonbonding »	52
I.4.4	Le fil « micro-coax »	55
I.4.5	Le « flip-chip bonding »	57
I.4.5.1	Transition GSG de trois billes	59
I.4.5.2	Solution hot-via	60
I.4.5.3	Solution coaxiale	61
I.4.6	Limitations en fréquence du micro-câblage et du montage flip-chip	62
I.5	Conclusion	67

I.1 Introduction

La technique de mise en boîtier n'est pas unique et les choix sont nombreux pour intégrer des composants électroniques dans des boîtiers. Dans ce chapitre, nous présentons un état de l'art sur les boîtiers électroniques et leurs connecteurs, à partir de 3 GHz et jusqu'aux fréquences où des solutions standardisées sont disponibles.

Après avoir exploré les différents types de boîtiers, nous allons nous intéresser plus particulièrement au matériau [LTCC](#), parcourir les étapes de fabrication, et détailler l'utilisation actuelle de ce matériau pour des applications en ondes millimétriques.

Dans la dernière partie de ce chapitre, nous présentons les techniques de report des puces [MMIC](#). Nous allons voir que l'interconnexion des [MMICs](#) est une tâche peu anodine quand on monte en fréquence.

I.2 Boîtiers et connecteurs micro-ondes et millimétriques : état de l'art

Une fois la puce [MMIC](#) conçue, elle doit être confinée dans un boîtier pour être protégée des éléments de l'environnement comme l'humidité, la poussière et ne pas être cassée en étant touchée directement ou par d'autres impacts mécaniques. Le boîtier apporte également une intégrité électromagnétique du signal, ce qui est très important.

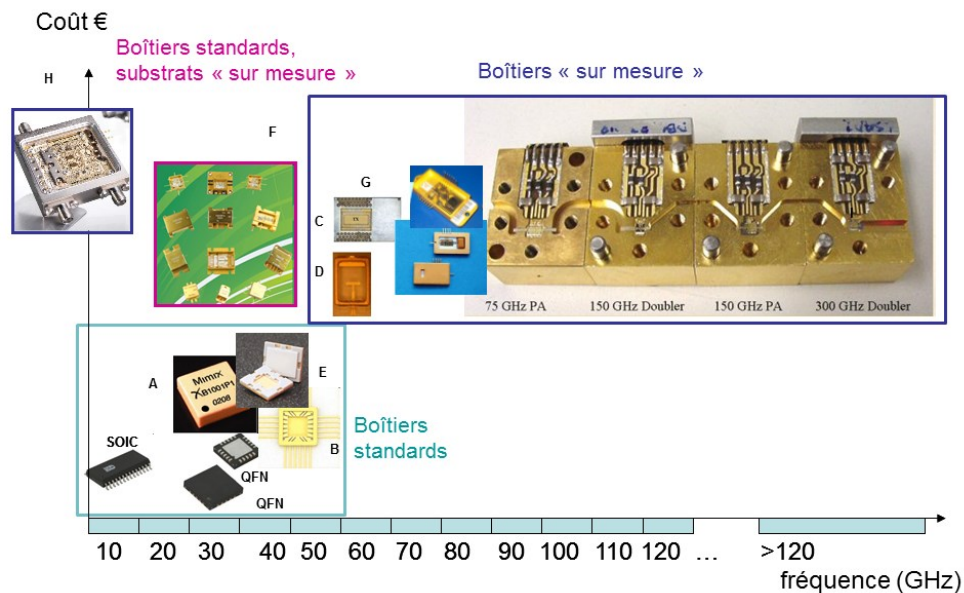


Figure 1. Exemple de boîtiers hyperfréquences et leur positionnement en coût et en fréquence d'utilisation, A=[3], B=[4], C=[5], D=[6], E=[7], F=[8], G=[9], H=[10] et I=[11]

Sur la Figure 1, on voit un résumé non exhaustif de ce qui existe comme types de boîtier pour différentes bandes de fréquences. Il faut distinguer des boîtiers intégrant un seul [IC](#), qui sont dans la gamme des boîtiers standards, et ceux intégrant plusieurs puces, dits *Multi Chip Modules*, [MCM](#). Typiquement, pour intégrer une puce [MMIC](#), on peut trouver des boîtiers disponibles dans le commerce, pouvant fonctionner jusqu'à 50 GHz. Un exemple est celui de Shinko [4], nommé B dans la Figure 1. Pour les fréquences au-delà 50 GHz, il faut construire des boîtiers sur mesure, ce qui est aussi vrai pour des [MCMs](#), et cela même à des fréquences inférieures à cette valeur de 50 GHz. Le [MCM](#), nommé H dans la Figure 1, a été réalisé par Teledyne-Labtech. C'est un exemple de module, ici en fréquences centimétriques, pour lequel cette société propose ses services et son savoir-faire pour en faire l'intégration en tant que sous-traitant. Cette figure montre qu'il y a un manque de boîtiers bas coût

en fréquences millimétriques. Pour les modules fonctionnant au-delà des 60 GHz, il n'existe aucun boîtier « sur étagère » pour une intégration de [MMIC](#). Il faut alors construire ces boîtiers sur mesure.

D'autre part, pour n'importe quel boîtier de module hyperfréquence, soit passif (filtre, coupleur etc.) ou actif avec un ou plusieurs composants intégrés, il faut toujours être capable d'appliquer et de récupérer aisément les signaux. On va donc passer en revue les différents moyens d'accès entrées/sorties, ce qui va apporter une compréhension plus fine du sujet et des objectifs de cette thèse.

I.2.1 Lead frame packages (DIL, SO-type, QFP, etc.)

Les boîtiers les moins chers et les moins complexes sont des boîtiers de type *lead frame* [12], c.f. la Figure 2. Ce type de boîtier contient uniquement un circuit intégré. À cause des parasites induits par les accès « connecteurs », l'utilisation de ces boîtiers est limitée à quelques GHz en fréquence. Avec un certain soin de conception, ce type de boîtier a toutefois été poussé pour fonctionner jusqu'à 10 GHz [12].

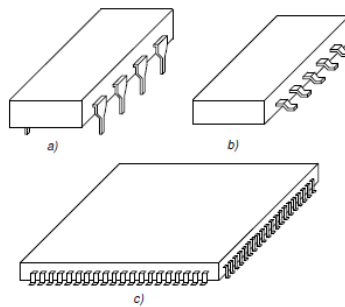


Figure 2. Boîtiers plastiques de type *Lead Frame*, a) *Dual in Package* ([DIP](#)), b) [SO](#)-type et c) *Quad Flat Pack* ([QFP](#)) [12].

I.2.2 Chip Scale Package (CSP)

Le [CSP](#) est un type de boîtier miniature avec des dimensions presque identiques à celle du composant qu'il contient. Ce boîtier protège le composant intégré et laisse entrer/sortir le signal en face arrière du boîtier. L'idée est que les plots d'accès soient positionnés sur la face arrière du boîtier et redistribués si besoin, pour ne pas agrandir le boîtier. Dans la Figure 3 on voit un exemple proposé par Intel [13]. Les plots des circuits intégrés sont connectés aux plots du boîtier par *ballbonding* et les entrées/sorties du module sont connectées à la carte mère avec des billes de soudure, pour une technologie d'interconnexion qu'on appelle *Ball Grid Array*, [BGA](#).

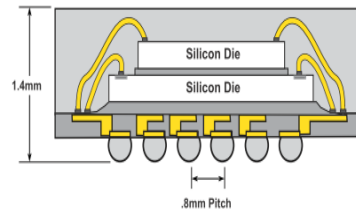


Figure 3. Exemple de [CSP](#) d'Intel. Solution avec plusieurs circuits intégrés empilés pour minimiser les dimensions du boîtier [13].

I.2.3 Ball Grid Array (BGA)

La technologie d'interconnexion [BGA](#) a plutôt été utilisée pour des modules contenant des processeurs numériques, avec de très nombreuses entrées/sorties et une fréquence d'horloge inférieure à quelques GHz. Pour un tel module, les billes sont distribuées sur la face arrière en une matrice qui couvre la surface complète. La technologie [BGA](#) est avantageuse quand le [CET](#) du module et de la carte mère diffère, ce qui est une situation assez fréquente (par exemple pour un module en [LTCC](#) avec un [CET](#) de ~ 6 [ppm](#)/°C monté sur une carte mère avec un [CET](#) typique d'environ 20 [ppm](#)/°C). Dans ce cas, en élevant la température, le module va se dilater moins que la carte mère sur laquelle il est soudé et, à cet instant, les billes du [BGA](#) fonctionnent alors comme des amortisseurs qui absorbent la différence de dilatation. Puisque cette technologie d'interconnexion ne s'avère pas chère, assez facile à mettre en œuvre et est robuste par rapport à l'exigence environnementale, son utilisation est maintenant poussée plus haut en fréquence, pour des modules [RF](#) et pour des modules intégrant plusieurs puces. Cette montée en fréquence réduit certaines exigences, mais en rajoute cependant d'autres. Par exemple, un module hyperfréquence contient moins d'entrées/sorties, mais réclame des dimensions pour les accès plus petites et avec des tolérances plus précises et cela pour diminuer les effets parasites. Dernièrement, la technologie [BGA](#) a été étudiée, avec des outils de simulation, pour des modules allant jusqu'à 50 GHz [14]. La Figure 4 montre les détails de cette publication. Comme pour le flip-chip, la solution [BGA](#) est potentiellement très large bande et permet de passer le signal du continu à une fréquence [RF](#) très élevée.

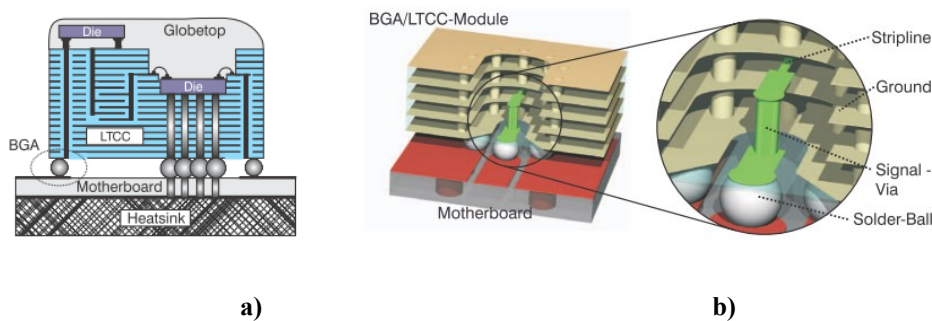


Figure 4. Concept de type [BGA](#) pour un module allant jusqu'à 50 [GHz](#) : a) coupe latérale du module et b) détails de la transition [RF](#) [14].

I.2.4 Land Grid Array (LGA)

La solution *Land Grid Array* ressemble beaucoup au [BGA](#), sauf que les billes ont été remplacées par des plots planaires, qui sont soudés sur les plots d'accueil de la carte mère directement. Cette solution est moins résistante contre les variations de température du système et les problèmes de dilatation associés, mais elle est cependant moins chère à mettre en œuvre (pas besoin de passer par l'étape de création de billes de soudure). Il est aussi plus facile de minimiser les dimensions pour réussir la montée en fréquence. En comparant les solutions [BGA](#) et [LGA](#), il a été montré, en simulation, qu'avec des transitions de type [LGA](#), la bande passante est améliorée en passant de 50 à 55 GHz [14], donc le signal peut passer du continu jusqu'à 55 GHz.

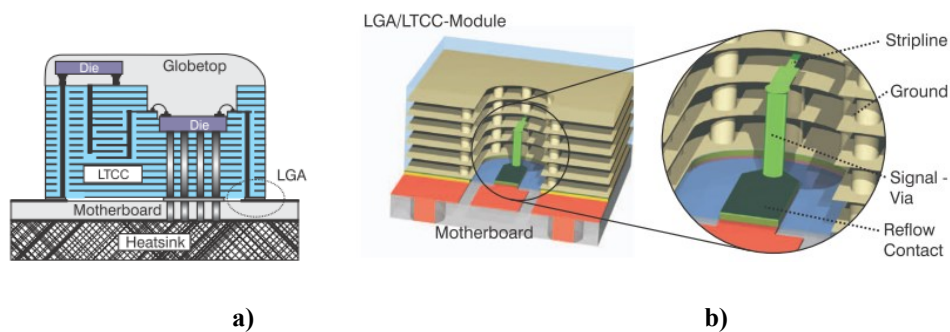


Figure 5. Technologie de type [LGA](#) : a) coupe latérale du module, b) détails de la transition [RF](#) [14].

I.2.5 Boîtier métallique avec connecteurs coaxiaux.

Dans la Figure 1, nous avons déjà présenté un boîtier de ce type, le voici de nouveau illustré sur la Figure 6. Ce type de boîtier, *Hybrid Microwave Integrated Circuit* ([HMIC](#)), est de type [MCM](#) contenant des circuits intégrés reportés sur des substrats (de différents types comme [Al₂O₃](#), Quartz, Duroïd etc.) et connectés par des *bondings* [15]. Finalement, la totalité du module est introduite dans un boîtier métallique, qui est fermé par un capot métallique. Les signaux hyperfréquences entrent et sortent via des connecteurs coaxiaux, comme par exemple des connecteurs [SMA](#), K ou V (allant jusqu'à 25, 40 et 60 GHz respectivement [16]). Ce type de boîtier, qui contient souvent plusieurs circuits pour former un sous-système, est très onéreux. Il est généralement utilisé dans des systèmes réalisés à faible volume, typiquement militaires ou spatiaux. Pour aller au-delà des 60 GHz, il n'existe qu'un seul connecteur, nommé connecteur 1mm, ou connecteur V, (fonctionnant jusqu'à 110 GHz) [17]. Ce connecteur coûte énormément cher, est très fragile et demande un savoir-faire précis du fabricant de [HMIC](#) pour l'installer correctement dans le boîtier.



Figure 6. Boîtier [HMIC](#) de Telydyne-Labtech avec connecteurs de type [SMA](#) [15].

I.2.6 Multi Chip Module en céramique (MCM-C)

Pour diminuer le poids et le coût des [HMICs](#), on a, avec l'arrivée du [LTCC](#), commencé à développer des modules tout céramique comme le montre l'exemple de la Figure 7 [18]. Ce module est construit comme un [HMIC](#) classique, mais, au lieu de l'intégrer dans un boîtier mécanique, le substrat fonctionne en lui-même comme boîtier avec, souvent, un cadre de métal soudé sur la surface externe et un capot installé par dessus pour enfermer et protéger les parties sensibles. Pour améliorer la performance thermique, une semelle métallique peut être implantée en dessous du substrat pour évacuer la chaleur. Pour ce type de boîtier, des connecteurs compatibles avec un montage sur [PCB](#), tels que [GPO](#) ou [SMP](#), comme le montre la Figure 8, sont souvent utilisés, (par exemple dans [19]).

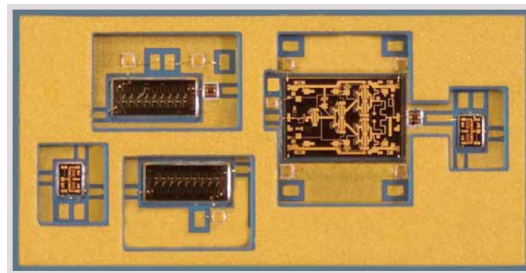


Figure 7. [MCM-C](#) de Barry, en [LTCC](#) [18].

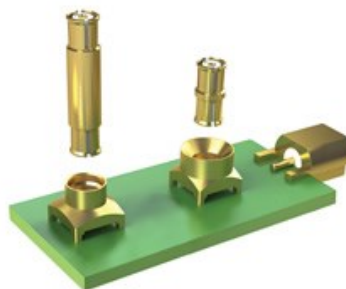


Figure 8. Connecteurs coaxiaux de type [SMP](#) pour montage sur [PCB](#) [19].

I.2.7 Boîtiers spéciaux avec accès en guide

Pour aller au-delà des 60 GHz, le guide d'ondes est un moyen formidable pour entrer et sortir le signal. Par rapport aux autres moyens pour transmettre le signal, le guide d'ondes est différent, car il ne fonctionne que dans une bande de fréquence restreinte (en utilisation monomode), dont les limites en fréquence dépendent des dimensions du guide. La Figure 1 montre quelques exemples de modules aux fréquences élevées, comme un module radar automobile industriel à 77 GHz, indiqué par G [9], ou une chaîne de modules en guide d'ondes, indiquée par I [11], dans laquelle entre un signal à 75 GHz et, après l'avoir multiplié et amplifié, sort un signal à 300 GHz, voir aussi la Figure 9.

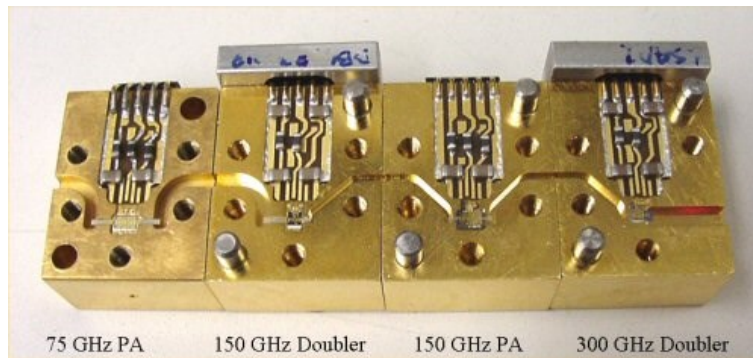


Figure 9. Chaîne de multiplication réalisée par *Hughes Research Laboratories* en modules à base de guides d'ondes [11].

Notons que pour le module radar, la production est en milliers de modules par an, tandis que pour la chaîne multiplicatrice, celle-ci est plutôt fabriquée en quelques exemplaires.

I.2.8 Boîtiers spéciaux avec couplage direct vers une antenne

La dernière solution d'accès entrées/sorties pour un signal, qu'on va traiter dans ce chapitre, est l'interface direct vers une antenne. Cette solution a retenu plus d'intérêts ces dernières années avec l'ouverture de la bande ISM autour de 60 GHz. Puisqu'à cette fréquence, la longueur d'onde est relativement faible (5 mm dans l'air), la solution d'intégrer une antenne dans le boîtier ou même directement sur la puce est envisageable. La Figure 10 montre une solution dite [AiP](#) (*Antenna Integrated Package*) avec les détails des couches en [LTCC](#) [5].

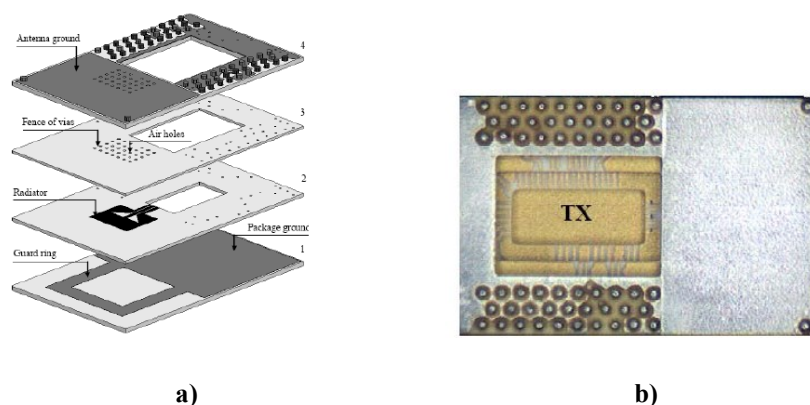


Figure 10. Module [LTCC](#) avec une antenne de type Yagi intégrée pour des applications à 60 GHz [5] :
a) détails des couches, b) module.

I.2.9 Bilan

Après avoir passé en revue tous ces types de boîtiers, nous pouvons donc constater que, lorsque la fréquence dépasse les 40 ou 50 GHz, il n'existe plus de boîtiers commerciaux standards. Il faut donc passer à une solution « sur mesure ». Pour ce qui est des solutions « sur étagère », donc des boîtiers de type *Lead Frame*, [QFP](#), [SOP](#) etc. voire même des boîtiers en technologie [BGA](#) ou [LGA](#), il faut concevoir une carte mère pour les accueillir. La conception, la fabrication et l'assemblage de cette carte mère, pour des fréquences élevées, sont aussi laborieuses que la conception du boîtier. Pour ce qui est des solutions « sur mesure », comme la solution [HMIC](#), les accès entrées/sorties reposent sur des connecteurs coaxiaux ou des guides d'ondes, ce qui permet une connexion facile avec le reste du système. On peut alors parler d'une solution *Plug and Play*. Le même principe est valable pour la chaîne de multiplication. Il suffit de la connecter aux guides d'ondes du système et d'apporter l'alimentation pour pouvoir l'utiliser. Le Tableau 1 récapitule les différents moyens d'entrées/sorties du signal et leurs limitations en fréquence.

Tableau 1. Inventaire (non-exhaustif) des différents moyens d'entrées/sorties d'un signal sur un module [RF](#).

Type de transition	Nom	Plage de fréquence d'utilisation	Remarques/autre nom
Connecteur coaxial	SMA	0-25 GHz	
Connecteur coaxial	APC-3.5	0-34 GHz	Amphenol Precision Connector, 3.5 mm
Connecteur coaxial	K	0-40 GHz	2.92 mm
Connecteur coaxial	APC-2.4	0-50 GHz	2.4 mm

Connecteur coaxial	V	0-60 GHz	1.85 mm
Connecteur coaxial	1mm	0-110 GHz	KMCO, Anritsu, Agilent
Connecteur coaxial pour montage sur PCB	SMP	0-26.5 GHz 0-40 GHz	Amphenol RF, Rosenberger et Pasternack
Connecteur coaxial pour montage sur PCB	SMCC	0-26 GHz 0-40 GHz	Rosenberger
Connecteur coaxial pour montage sur PCB	Mini- SMP	0-65 GHz	Pasternack et Rosenberger
Connecteur coaxial pour montage sur PCB	GPO	0-40 GHz	Corning Gilbert
Connecteur coaxial pour montage sur PCB	G3PO	0-100 GHz	Corning Gilbert
<i>Lead frame</i>		0-10 GHz	Après une conception soignée
BGA		0-50 GHz	Après une conception soignée
LGA		0-55 GHz	Après une conception soignée
Guide d'ondes		$f_{c,TE10} - f_{c,TE20}$ GHz Voir Annexe 1	Bande passante limitée
Antenne intégrée		Plus utile pour les fréquences millimétriques ou submillimétriques	Pour des applications spécifiques

En conclusion, il existe une pluralité de types de boîtier pour des dispositifs micro-ondes et millimétriques. Le bon choix de boîtier découle principalement du domaine d'application et d'utilisation dans des systèmes. Notamment, pour un produit qui vise le grand public, associé à un volume de production énorme, comme par exemple les téléphones portables, le coût de la mise en boîtier est beaucoup plus important que la durée de vie et la robustesse à l'environnement. Par contre, pour un produit qui va être placé dans un satellite, le poids, la robustesse à l'environnement, le temps moyen de fonctionnement avant panne (en anglais le *Mean Time To Failures* ou [MTTF](#)) seront des paramètres de choix plus prépondérants que le coût.

I.3 La technologie LTCC

I.3.1 Introduction sur la technologie LTCC

Le [LTCC](#) (céramique coccuite à basse température ou en anglais *Low Temperature Cofired Ceramics*) est une technologie multicouche céramique, où des feuilles ou *tapes* céramiques « crus » sont préparées en faisant des trous, *vias* métallisés, cavités et en imprimant des encres conductrice, résistive ou diélectrique, pour ensuite être empilées et cuites pour former des cartes électroniques. Les étapes de fabrication sont décrites dans la Figure 11, ci-dessous [20]. Celles-ci sont également expliquées dans la vidéo [21] produite par Télécom Bretagne en 2012.

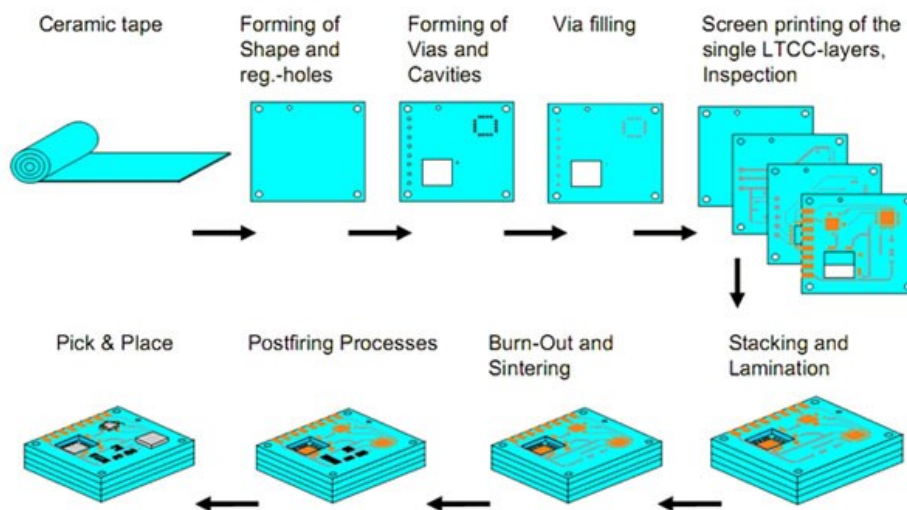


Figure 11. Étapes de fabrication d'un dispositif [LTCC](#) : découpe tape, réalisation de trous d'alignement et *vias*, découpe de cavités, remplissage des *vias*, sérigraphie des motifs conducteurs, empilage et lamination, frittage, sérigraphie après cuisson, montage de composants et connecteurs [20].

La technologie céramique multicouche existe depuis plus d'un demi-siècle, mais le procédé [LTCC](#) n'est apparu que dans les années 1980. Pour retracer l'histoire de son développement nous commençons par les années 1950 où on utilisait des techniques soit de « vaporisation » de particules céramiques pour en faire une couche diélectrique, soit de dépôt par raclette ou *doctor blading*. Ce dernier procédé consistait à étaler une pâte céramique, composée d'un liant et de grains céramiques, pour, après séchage, déposer une couche métallique à travers des écrans de sérigraphie permettant de déposer les motifs souhaités, puis enchaîner avec la raclette pour déposer une nouvelle couche diélectrique supérieure et ainsi de suite. Ces deux techniques (vaporisation et dépôt par raclette) manquaient de fiabilité puisque le solvant contenu dans la pâte (ou dans la vapeur) dissolvait les couches inférieures lors du dépôt d'une nouvelle couche diélectrique. En réponse à ce

problème, est née l'idée de produire des feuilles ou *tapes*, et de ne les empiler qu'après la sérigraphie finalisée sur chacune d'entre elles. Pour ce faire, il a fallu proposer une composition appropriée de liant, solvant et grains céramiques, appelée *slurry*, qui donnait, après être étalé sur un support de verre et séché, une feuille suffisamment robuste pour supporter les opérations ultérieures. Plusieurs feuilles peuvent alors être sérigraphiées avec une encre conductrice pour, ultérieurement, être empilées, laminées et cuites pour construire le dispositif multicouche. Cette composition et méthode ont été brevetées par RCA (*Radio Corporation of America*) dans le but de réaliser des condensateurs miniaturisés, [22]. Ce procédé a ensuite conduit au *tape-casting* utilisé aujourd'hui, où le *slurry* est déposé sur une bande de mylar, séché et enroulé pour être utilisé ultérieurement.

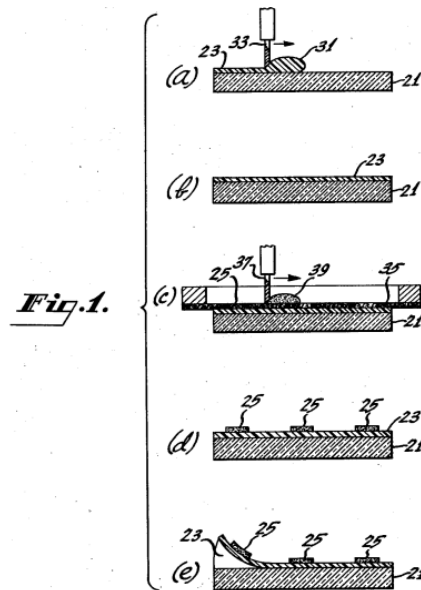


Figure 12. Illustration du brevet sur la réalisation des feuilles céramiques sur un support de verre, déposé en 1960 [22].

Un inconvénient majeur de la composition proposée par RCA est la température très élevée nécessaire pour optimiser le frittage du matériau, au-delà de 1600°C. Dans ces conditions, les métaux pouvant être utilisés comme conducteurs sont du Molybdène, du Tungstène ou des alliages avec une température de fusion très élevée. Cependant, ces matériaux ont une conductivité électrique médiocre, ce qui résulte en une résistance des conducteurs fins particulièrement élevée. Ils empêchent la densification alors souhaitée pour les dispositifs développés. Comme les métaux ayant une bonne conductivité électrique fondent à températures plus basses, c.f. Tableau 2, les intéressés cherchaient une solution pour parvenir à les utiliser sans les faire fondre durant l'étape de frittage. De ce fait, la recherche sur le [LTCC](#) (*Low Temperature Cofired Ceramics*) a commencé dans le but de proposer un *slurry* pouvant être cuit à températures basses (inférieures à 1000°C). Les matériaux, pour lesquels le frittage est obtenu au-delà de 1000°C sont alors nommés [HTCC](#) (*High Temperature Cofired Ceramics*).

Tableau 2. Données pour les matériaux conducteurs utilisés pour le [HTCC](#) et le [LTCC](#) [23].

Métal	Conductivité [S/m]	Point de fusion [°C]	LTCC ou HTCC
Molybdène (Mo)	1.91×10^7	2610	HTCC
Tungstène (W)	1.79×10^7	3410	HTCC
Argent (Ag)	6.30×10^7	961	LTCC
Cuivre (Cu)	5.80×10^7	1083	LTCC
Or (Au)	4.10×10^7	1063	LTCC

Ainsi s'est développé le [LTCC](#) avec des brevets à la fin des années 1970 et au début des années 1980. En 1977, est publié un brevet de l'entreprise Du Pont [24], où les inventeurs proposent un nouveau mélange de constituants pour la mixture permettant un frittage à température plus basse et en conséquence, l'utilisation d'encres métalliques de bonne conductivité.

Dans ce cas, une partie de l'[Al₂O₃](#) du [HTCC](#) est remplacée par du SiO₂ (65-75%) pour former une matrice de verre, puis des composants comme Na₂O, K₂O ou Li₂O sont utilisés en faible quantité (2-3 %) pour baisser le point de ramollissement. D'autres oxydes sont également introduits pour ainsi adapter le matériau selon volonté. La référence [23] donne une très bonne vue d'ensemble des composants usuellement utilisés dans le [LTCC](#).

Un second brevet de Fujitsu, daté de 1980, propose la réalisation de lignes de transmission avec leurs interconnexions entre couches utilisant des vias métallisés [25]. La Figure 13 montre une illustration issue de ce brevet, qui en fait concerne le [HTCC](#), mais qui a néanmoins eu un impact sur le [LTCC](#), vu que ce brevet décrit comment sont faits les modules [LTCC](#) typiques depuis plus de 40 ans maintenant.

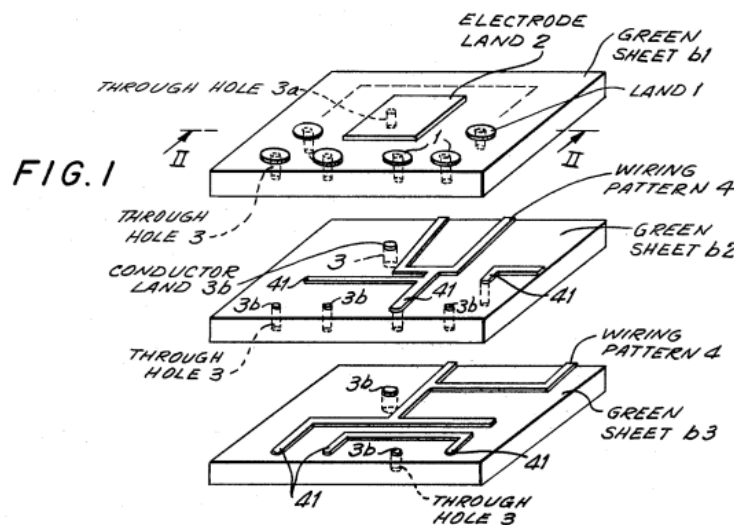


Figure 13. Une illustration issue du brevet de Fujitsu sur des circuits multicouches [25].

Le dernier brevet significatif est celui d'IBM [26] où sont revendiquées des compositions de poudre qui permettent la cuisson à basse température avec une valeur de permittivité relative plus basse que d'autres compositions, ainsi qu'un [CET](#) (*Coefficient d'Expansion Thermique*) plus proche de celui du silicium. Depuis ces trois brevets de base, le [LTCC](#) a connu un essor croissant ces quarante dernières années pour se présenter aujourd'hui comme une technologie mature et bien maîtrisée.

Le [LTCC](#) a évolué d'un support pour réaliser des capacités, vers un support plus élaboré qui est maintenant aussi utilisé pour fabriquer des dispositifs micro-électroniques, micro-ondes et, plus récemment, aussi des capteurs micro-fluidiques. Un des avantages par rapport à d'autres types de supports électroniques (comme le [HTCC](#), les [PCBs](#) de type [FR4](#), duroïd etc.) est la possibilité d'intégrer des composants passifs, tels que des capacités, résistances et inductances, mais aussi des coupleurs, filtres, diviseurs de puissance etc. à l'intérieur du dispositif, ce qui permet de faire des modules en trois dimensions, avec un encombrement très réduit. De plus, par rapport aux technologies hybrides classiques des [MCMs](#), le [LTCC](#) est intrinsèquement hermétique et on n'a donc pas besoin d'un boîtier métallique pour protéger les circuits intégrés. Dans l'état de l'art sur les différents types de boîtiers micro-ondes et millimétriques, nous avons présenté quelques exemples de boîtiers [LTCC](#). Dans ce travail de thèse, le [LTCC](#) sera notre matériau de base dans le but de réaliser des modules micro-ondes et millimétriques, avec des accès de type guide d'ondes.

La question jusqu'à quelle fréquence peut-on envisager d'utiliser le [LTCC](#) a déjà été soulevée. La littérature, disponible sur le sujet, montre que, pour des dispositifs actifs, on trouve pas mal d'exemples d'intégration de systèmes entiers ou [SiP](#) (*System in Package*) à 77-79 GHz pour des radars d'aide à la conduite, comme par exemple celui issu du projet KOKON [27], celui d'EPCOS [28] ou celui encore d'[IMST](#) [29]. Ces modules radar d'aide à la conduite sont produits en nombre important, de l'ordre de centaines de milliers d'exemplaires, ce qui illustre la possibilité d'utiliser le [LTCC](#) aux fréquences millimétriques. Plus haut en fréquence, il n'y a pas aujourd'hui de « preuve » de l'utilisation du [LTCC](#), ni au niveau industriel, ni dans les laboratoires de recherche, pour des systèmes ou dispositifs incluant des composants actifs. Par contre, on trouve des dispositifs passifs comme des filtres à 150 GHz [30], des transitions micro-ruban vers guide d'ondes dans la bande 220 à 300 GHz [31], ainsi que des antennes à 270 [32]-[33] et à 300 GHz [34]. Le passage au-delà de 200 GHz a été effectué très récemment, en 2013-2014.

I.3.2 Choix d'une technologie LTCC au sein du laboratoire Microondes de Télécom Bretagne

Pour choisir un matériau [LTCC](#) approprié dans le domaine des hyper-fréquences, les critères les plus évidents sont la permittivité relative du matériau, ϵ_r , et la tangente de pertes, $\tan\delta$. Avec une permittivité relative assez élevée, nous pouvons minimiser la taille des dispositifs. Une tangente de

perles faible permettra de minimiser les pertes diélectriques. Les *tapes*, c.à.d. les feuilles souples de [LTCC](#), les plus répandus pour la conception et fabrication de dispositifs micro-ondes sont le tape A6M de Ferro et le tape DP943 de la société Du Pont qui ont, selon les fabricants, des valeurs de ϵ_r de 6 (de 2 GHz à 95 GHz) et de 7.4 (à 40 GHz) respectivement. La valeur de $\tan\delta$ varie entre 0.002 et 0.004 à ces fréquences, pour ces deux tapes. Nous allons voir ce qu'impliquent ces critères avec la comparaison des performances des supports de transmission dans le paragraphe II.2.4. Cependant, dans le choix du tape, il y a aussi beaucoup d'autres critères importants, que nous avons listés pour faire notre choix. La liste est énumérée sans donner de priorités particulières aux différents paramètres.

- 1 des tapes avec au moins deux épaisseurs différentes, ou s'il n'existe qu'une seule épaisseur, qu'elle soit mince pour qu'on puisse l'empiler avec le nombre de couches dont on a besoin
- 2 l'épaisseur d'une couche de l'ordre de 100 μm (comme pour les puces [AsGa](#), qui sont normalement d'une épaisseur de 100 μm)
- 3 de faibles pertes, $\tan\delta \leq 0.004$
- 4 différents tapes avec des valeurs de ϵ_r variées, par exemple entre 3 et 20, (avec une priorité pour un tape d' ϵ_r faible)
- 5 un matériau qui permet d'intégrer des cavités
- 6 une possibilité d'utiliser des technologies mixtes (encre argent (Ag) à l'intérieur et encre or (Au) à l'extérieur).
- 7 un matériau avec un [CET](#) de l'ordre de 3-6 $\text{ppm}/^\circ\text{C}$ pour être en accord avec le [CET](#) des puces Si ou [AsGa](#)
- 8 un matériau sans plomb, compatible avec la norme RoHS et REACH
- 9 un procédé de fabrication qui puisse se faire avec les matériels (laser, fours, presse statique etc.) disponibles au laboratoire
- 10 un prix « abordable » c.à.d. inférieur à 10 € par dm^2 sur une feuille
- 11 un contact commercial « aisé »

À partir de l'ensemble des critères listés ci-dessus, nous avons pu remplir le Tableau 3 suivant, qui rassemble les fabricants les plus connus et les tapes qu'ils proposent pour une utilisation dans le domaine des micro-ondes.

Tableau 3. Liste de matériaux aux [LTCC](#)

Fabricant	Réf matière	Épaisseur d'une couche	Er	Tan D	CTE (ppm/°c)	Retrait XY %	Retrait Z %	Température et durée de frittage	Pb	Métaux compatibles	Cavités	Data sheet
Dupont [35], [36], [37]	943C2	2mils=50 µm	7.4 @ 40 GHz	0.002 @ 40 GHz	6	9.5 ± 0.3	10.3 ± 0.5	850 - 875 °C / 15 min	Non	Au, Ag, Mixed metal		DP943
	943P5	5 mils=127 µm										
	943PX	10 mils=254 µm										
	951C2	2mils=50 µm	7.8 @ 3 GHz	0.006 @ 3 GHz	5.8	12.7 ± 0.3	15 ± 0.5	850 - 875 °C / 15 min	Oui	Au, Ag, Mixed metal	Oui	DP951
	951PT	4.5 mils=114 µm										
	951P2	6.5 mils=165 µm										
	951PX	10 mils=254 µm										
	9K7V	5mils=127 µm	7.1@10 GHz	0.0009@10 GHz	4.4	9.1± 0.3	11.8 ± 0.5	850/30 minutes	Non	Au, Ag		DP9K7
	9K7X	10 mils=254 µm										
Ferro [38]	A6M	5 mils=127 µm	5.9 ± 0.2 (1 - 100 GHz)	< 0.002 (1- 100 GHz)	7	15.2 ± 0.3	24 ± 0.3	850 °C / 10 min	Non	Au, Mixed metal		A6M
		10 mils=254µm										
	A6S	5 mils=127 µm	5.9 ± 0.2 (1 - 100 GHz)	< 0.002 (1- 100 GHz)	> 8	15 - 16	20 - 25	850 °C / 10 min	Non	Ag, Mixed metal		A6S
ESL [39]	41010	100-130 µm	7.3 @ 3 GHz	0.0057 @ 3 GHz	7	13 ± 0.5	17 ± 1	875 °C / 10 min	Oui	Au, Ag, Mixed metal		41010
	41110	100-130 µm	4.2 @ 3 GHz	0.0037 @ 3 GHz	6.4	15 ± 1	16 ± 2	850 °C / 10 min	Non	Au, Ag, Mixed metal		41110
	41020	100-130 µm	7.4 @ 3 GHz	0.0047 @ 3 GHz	7.4	14 ± 1	14 ± 2	875 °C / 10 min	Non	Au, Ag, Mixed metal		41020
	41050	100-130 µm	13 @ 1 MHz	0.002 @ 1 MHz	7.15	9.5 ± 0.5	15 ± 1	875 °C / 30 min	Non	Ag		41050
	41060	100-130 µm	16 @ 1 MHz	0.002 @ 1 MHz	7.55	9.5 ± 0.5	15 ± 1	875 °C / 30 min	Non	Ag		41060

I. LA MISE EN BOÎTIER DE MMICS MILLIMÉTRIQUES

Le Tableau 4, qui suit, permet de faire le bilan entre les matériaux [LTCC](#) disponibles sur le marché et nos exigences, exprimées précédemment :

Tableau 4. Comparaison de la liste [LTCC](#) avec la liste de souhaits

Fabricant	Réf matière	1) Au moins deux épaisseurs	2) Épaisseur près de 100 µm	3) Tan D	4) tapes avec  variée	5) Intégration de cavités possible	6) Système mixte	7) CTE 3-6	8) sans Pb	9) fabrication TB possible	10) Prix abordable	11) Contact commercial facile	12) éligible
Dupont	943	OUI	OUI	OUI	NON		OUI	OUI	OUI	OUI		NON	NON
	951	OUI	OUI	NON		OUI	OUI	OUI	NON	OUI	¹⁾ 5.6 €/dm ²		NON
	9K7	OUI	OUI	OUI			NON	OUI	OUI	NON (27h)			NON
Ferro	A6M	OUI	OUI	OUI	NON		NON	NON	OUI	NON (10h)		NON	NON
	A6S	NON	OUI	OUI			OUI	NON	OUI	NON (10h)			NON
ESL	41010	NON	OUI	NON	OUI		OUI	NON	NON	OUI		OUI	NON
	41110	NON	OUI	OUI			OUI	NON	OUI	OUI	18 €/dm ²		OUI
	41020	NON	OUI	NON			OUI	NON	OUI	OUI	18 €/dm ²		NON
	41050	NON	OUI	OUI			NON	NON	OUI	OUI			NON
	41060	NON	OUI	OUI			NON	NON	OUI	OUI			NON

1) Prix en 2009 pour EPFL, [40]

Après avoir fait ce tableau, il se trouve qu'il n'y a qu'un seul tape éligible. Les tapes qui ont un profil de cuisson excédant huit heures n'étaient pas possibles à fabriquer avec l'équipement dont on disposait à l'époque du choix. S'agissant des sociétés DuPont et Ferro, le contact avec leurs commerciaux n'a pas été très favorable pour nous. Donc, finalement nous avons choisi de travailler avec [ESL](#) et leur tape [ESL41110](#) qui répond favorablement à la plupart des critères que nous avons fixés. La spécification de ce tape est détaillée en [Annexe 2](#). Selon cette spécification, il a une permittivité relative de 4.2-4.5 entre 2-18 GHz, une $\tan\delta$ inférieure à 0.004 à 3 GHz, un CET de 6.4 ppm/°C et un retrait de $15 \pm 1 \%$ dans les directions X et Y. Selon la caractérisation faite dans notre laboratoire, la permittivité relative de ce matériau à 75-82 GHz est de 4.18 et la $\tan\delta$ de 0.018 [41]. Ces valeurs sont cependant incertaines du fait que l'épaisseur d'échantillon était très faible (245 μm). La Figure 14 présente les résultats obtenus avec le banc quasi-optique en bande W du laboratoire.

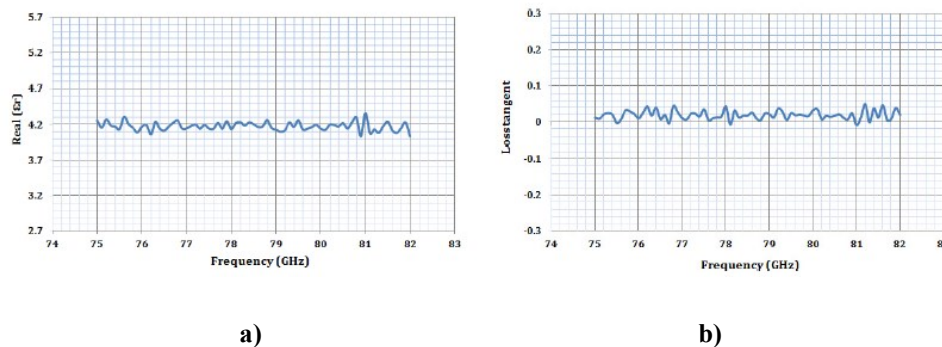


Figure 14. a) Permittivité relative et b) $\tan\delta$ pour le matériau [ESL41110](#) [41].

Une analyse de la rugosité de la surface d'un substrat [LTCC](#), de type [ESL41110](#), cuit selon notre procédé de fabrication, montre qu'elle est inférieure à 0.2 μm . Ceci est un résultat très avantageux, car une forte rugosité augmente le trajet parcouru pour le courant le long d'une ligne de transmission et, dès lors, augmente les pertes.

Concernant la mise en place de la technologie [LTCC](#) au sein de la plateforme OPTIMO de Télécom Bretagne, un travail initial de fond a été fait entre 2009 et 2012 [41]. Vis-à-vis de nos nouveaux objectifs de montée en fréquence, en bande millimétrique, rien à ce jour n'avait été engagé. En conséquence l'étude du potentiel de la technologie [LTCC](#) à très haute fréquence constitue un élément clé de ce travail de thèse.

Tous les perfectionnements et toutes les nouveautés étudiés lors de cette thèse pour étendre le procédé de production [LTCC](#) à la fabrication de dispositifs millimétriques sont détaillés dans l'[Annexe 3](#).

Pour l'instant, nous allons laisser le [LTCC](#) pour nous intéresser aux techniques d'interconnexion des circuits intégrés, pour préconiser quelle solution choisir pour des circuits millimétriques.

I.4 Les techniques d'interconnexion d'un circuit intégré

Il faut tout d'abord introduire la notion de circuit intégré dite [MMIC](#). [MMIC](#) signifie *Microwave Monolithic Integrated Circuit* en anglais, donc circuit micro-onde intégré de manière monolithique. Ce type de circuit est un bloc qui contient au moins une fonction, type amplificateur, mélangeur, déphaseur ou autre. Il est fabriqué sur un matériau semi-conducteur, souvent de type III-V comme l'[AsGa](#), pour citer le matériau le plus couramment utilisé. La Figure 15 montre un amplificateur faible bruit à trois étages, fonctionnant sur la bande de fréquence de 67 à 87 GHz, conçu dans le projet [WBIFA](#) (*Wide Band Intermediate Frequency Amplifier*), à l'école polytechnique Chalmers, pour l'Agence Européenne Spatiale, en 2006.

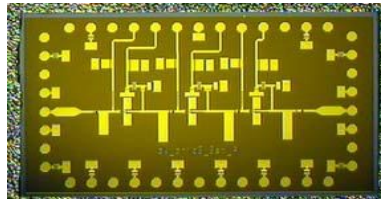


Figure 15. Amplificateur faible bruit [MMIC](#) sur [AsGa](#). Les dimensions sont $3 \times 1.5 \times 0.1 \text{ mm}^3$.

Une fois le circuit [MMIC](#) conçu et validé, il faut l'intégrer dans un boîtier pour ensuite pouvoir l'utiliser dans le système prévu. Le [MMIC](#) est alors collé ou soudé sur un support. La Figure 16 montre comment un [MMIC](#) est monté dans un boîtier développé par Teledyne Labtech. Le boîtier contient un support métallique pour évacuer la chaleur dissipée par la puce [MMIC](#), un substrat avec des lignes d'accès micro-ruban et un mur latéral pour ensuite être fermé par un couvercle. Ce boîtier a des pertes de 0.3 dB de pertes jusqu'à 50 GHz [42]. Les plots de la puce [MMIC](#) sont connectés aux lignes micro-rubans avec une technologie de report de fil, dite *bonding* en anglais. Pour toute personne qui désire approfondir le sujet de micro-câblage, en dehors de cette initiation légère, l'ouvrage d'Harman [43] est recommandé.



Figure 16. Puce [MMIC](#) soudée sur un support [15].

I.4.1 Le « ballbonding »

Le tout premier type de *bonding* que l'on va illustrer est le *ballbonding*. Son principe est montré sur la Figure 17.

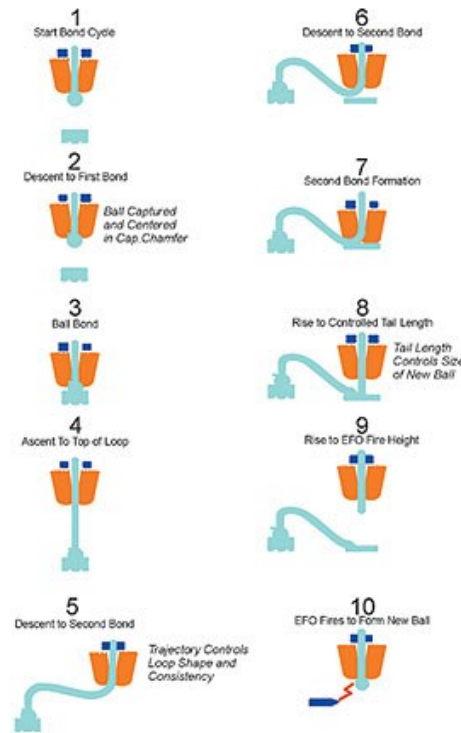


Figure 17. Principe du *ballbonding* [44].

Comme le premier *bond* ou contact est réalisé par une bille, ce type de câblage est appelé *ballbonding*. Le fil est en or (99.99 %) dopé avec des constituants pour lui donner certaines caractéristiques thermomécaniques, comme par exemple la dureté, la capacité de former des liaisons avec le matériau utilisé pour les plots du substrat ou la capacité de former des billes. Typiquement, le diamètre du fil est de 25 μm et le diamètre de la bille de 75 à 100 μm . La Figure 18 montre une photo avec plusieurs fils de type *ballbonding*, qui partent d'un circuit intégré pour se connecter sur des pistes réalisées sur le support.

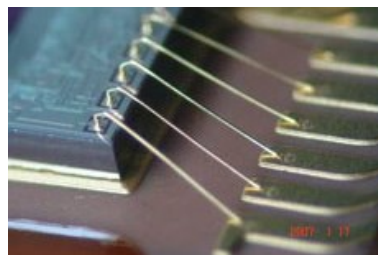


Figure 18. *Ballbonding* d'un circuit intégré vers un support [45]. Le diamètre du fil est de 25 μm .

Cette technique de report de fil est le plus souvent utilisée pour les connections en basses fréquences, voire pour le courant continu, car la boucle formée par le fil est assez longue et apporte alors un déphasage, des parasites électriques inductifs et des pertes d'insertion pour le signal transmis en fréquences élevées.

I.4.2 Le « wedgebonding »

La méthode de type *wedgebonding* est plus performante pour passer des signaux hyperfréquences parce qu'avec cette méthode la boucle est plus réduite qu'avec le *ballbonding*. La Figure 19 montre cette technologie de *wedgebonding*. Pour celle-ci, un fil en or de diamètre 17 ou 25 μm est souvent utilisé pour le câblage des [MMICs](#). Pour des circuits en fréquences basses et de forte puissance on utilise souvent cette technologie avec un fil en aluminium de diamètre $> 50 \mu\text{m}$. Elle est alors appelée *heavy wire bonding*.

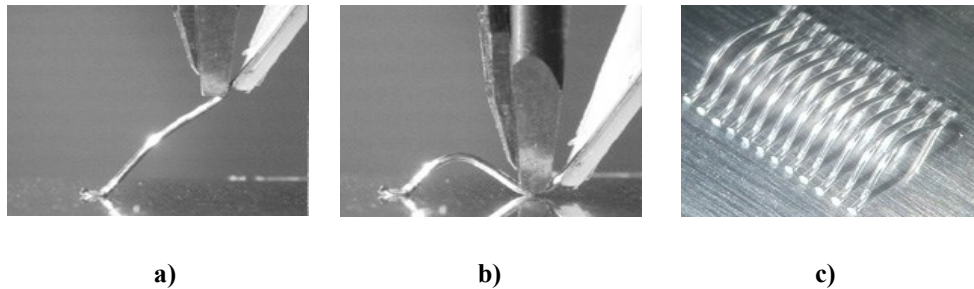


Figure 19. *Wedgebonding* : a) premier contact, b) deuxième contact, c) rangée de micro-câblages pour illustrer la reproductibilité. Les fils ont un diamètre de 25 μm [46].

I.4.3 Le « ribbonbonding »

La troisième méthode, et la plus utile aux fréquences élevées, est le *ribbonbonding* (câblage de ruban). Par rapport au *wedgebonding*, la boucle peut être faite aussi basse que cela est souhaité, et en plus le ruban amène une inductance moins élevée que celle du fil pour le *wedgebonding*. Ceci est particulièrement favorable à une montée en fréquence. La Figure 20 montre comment deux [MMICs](#) sont reliés avec un câblage ruban. Typiquement la largeur du ruban est de 50 μm , et c'est probablement le cas dans la Figure 20, même si cette information n'est pas donnée.

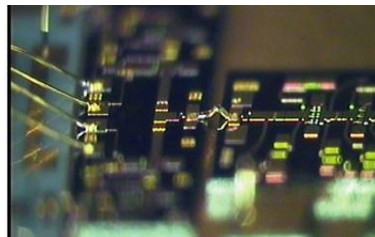


Figure 20. *Ribbonbonding* entre deux [MMICs](#) en hyperfréquence [47].

I.4. LES TECHNIQUES D'INTERCONNEXION D'UN CIRCUIT INTÉGRÉ

Pour tout ce qui est du micro-câblage, les fils introduisent toujours des parasites capacitifs, inductifs et résistifs qui altèrent le signal et amènent des pertes supplémentaires en transmission dans le système. La Figure 21 donne une idée des effets d'un ruban, de 50 μm de large, pour différentes longueurs, utilisant un modèle simple de fil du logiciel Advanced Design System ([ADS](#)) d'Agilent et des valeurs de capacités pour modéliser les plots à partir de l'Eq.1, où S désigne la surface du plot de câblage et d l'épaisseur du substrat. Typiquement, une puce conçue pour un ruban de 50 μm a des plots de câblage de 100 $\mu\text{m} \times 75 \mu\text{m}$. Dans l'exemple ci-présent, l'épaisseur du substrat est de 100 μm et la permittivité relative, ϵ_r de 12.6.

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r S}{d} \quad \text{Eq.1.}$$

Ce graphique montre qu'un fil de longueur de 0.4 mm rajoute des pertes supplémentaires de 1.15 dB à 40 GHz, ce qui est déjà beaucoup. À 60 GHz, ce même fil induit une perte de 2.3 dB. Plus haut en fréquence, plus grand est l'effet inductif du fil, ce que risque de désadapter un circuit si ce n'est pas pris en compte. Pour monter en fréquence, il faut donc raccourcir les fils de câblage. Dans la Figure 20, la distance entre les deux plots des [MMICs](#) connectées par ruban est de l'ordre de 0.2 mm, ce qui est à peu près la distance la plus petite possible au niveau réalisation.

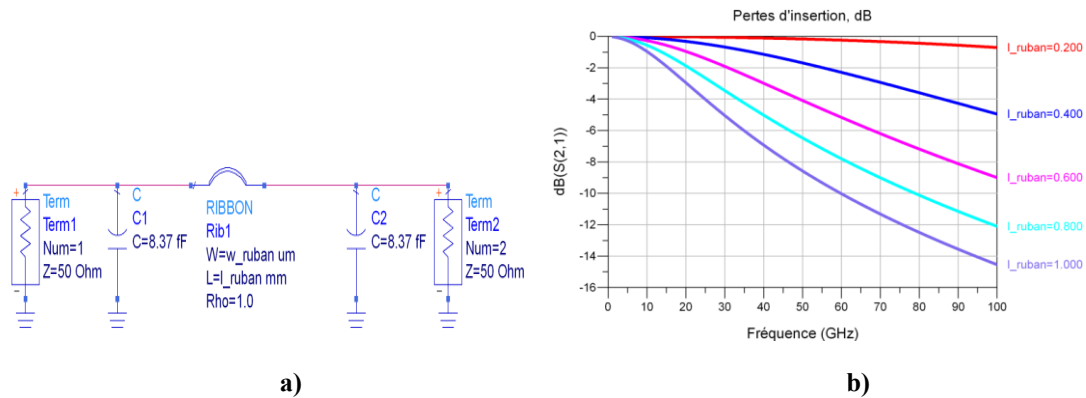


Figure 21. Pertes d'insertion pour un ruban de 50 μm de largeur en fonction de la fréquence pour différentes longueurs, a) modèle [ADS](#) et b) pertes d'insertion.

Une autre manière de minimiser les pertes d'insertion pour un ruban est d'utiliser un ruban plus large. La Figure 22, ci-dessous montre l'effet d'élargissement du ruban pour un fil de longueur fixée à 0.4 mm. Certes, un ruban plus large améliore le résultat, mais comme il faut aussi élargir les plots de câblage, l'effet capacitif augmente en même temps, ce qui contrecarre un peu l'amélioration. Avec une largeur de ruban de 200 μm , nous obtenons 0.89 dB de pertes d'insertion à 60 GHz pour une longueur de 0.4 mm.

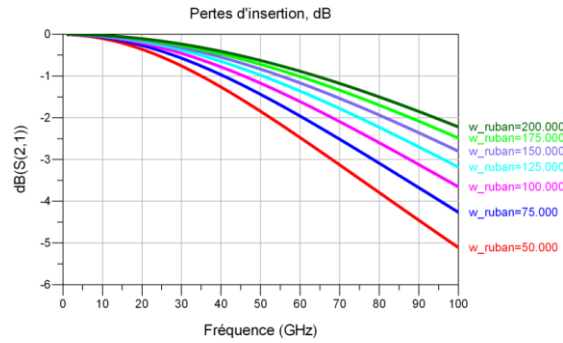


Figure 22. Étude paramétrique de l'influence de la largeur du ruban, pour une longueur fixée à 0.4 mm.

Pour pallier à ce problème, on peut rajouter des compensations dans le chemin de connexion, ce qui fonctionnera dans une bande de fréquence limitée. Cette technique est utilisée dans [48], où l'effet inductif du ruban est compensé sur le substrat d'abord avec une ligne micro-ruban en faible impédance, par rapport à l'impédance caractéristique du système, ce qui veut dire qu'un effet capacitif se rajoute et finalement on rajoute une ligne micro-ruban en haute impédance, donc encore un effet inductif. Ce cheminement est le plus facile à comprendre dans l'abaque de Smith, Figure 23, où l'impédance d'entrée se situe au milieu à la position du plot de la puce. Une fois que le ruban est ajouté, l'impédance d'entrée est délocalisée vers le haut dans l'abaque de Smith suivant la cercle où R est constante, égale à 1. La distance parcourue dépend des caractéristiques du fil (inductance et longueur). Se situant en A , on rajoute un élément capacitif, en série, pour suivre le cercle de conductance constante jusqu'à l'impédance d'entrée se trouvant, encore une fois, sur le cercle $R = 1$, donc en un point B . Pour ramener l'impédance d'entrée au centre de l'abaque de Smith, point C , il suffit maintenant de rajouter encore un élément inductif comme la ligne micro-ruban en impédance forte. Ce type de réseau d'adaptation est de type L - C - L .

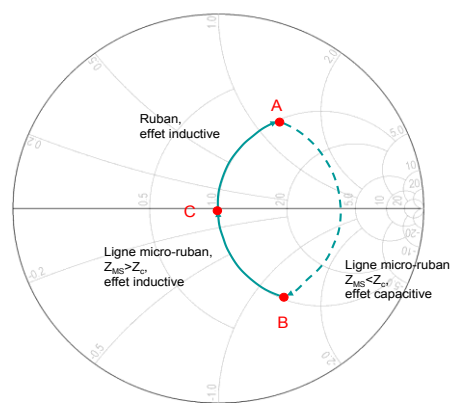


Figure 23. Parcours dans l'abaque de Smith pour diminuer les pertes d'insertion pour un fil ruban, c.à.d. améliorer l'adaptation du l'entrée.

Les graphiques sur la Figure 24 montrent le résultat avant rajout des lignes micro-ruban compensatoires (en rouge) et après (en bleue), ceci pour le cas d'un fil ruban en or de 50 μm de largeur et 0.3 mm de longueur. Les pertes d'insertion à 60 GHz sont diminuées de 1.59 à 0.02 dB. L'adaptation

est meilleure que -15 dB de 54.3 GHz à 64.7 GHz et la largeur de bande à -1 dB est de 35-70 GHz, donc de 50 %.

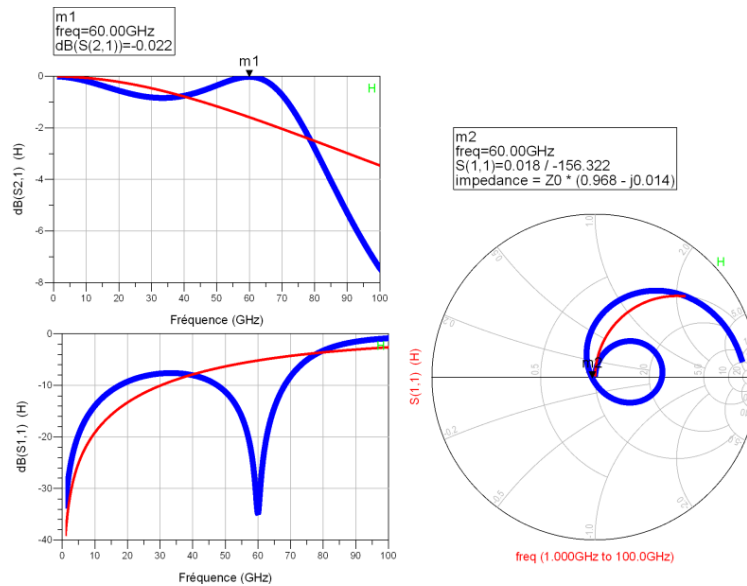


Figure 24. Résultat avant et après l'ajout des lignes micro-ruban de faible et forte impédance. : en rouge les résultats sans compensation pour un fil ruban de 50 μm de largeur et 0.3 mm de longueur, en bleu. Ici le substrat est Al_2O_3 , avec ϵ_r égale à 9.8 et d'épaisseur 127 μm . Tous les métaux sont de l'or ($\sigma=4.1\text{e}7$ S/m).

La Figure 25 montre une réalisation de ce type de réseau d'adaptation.

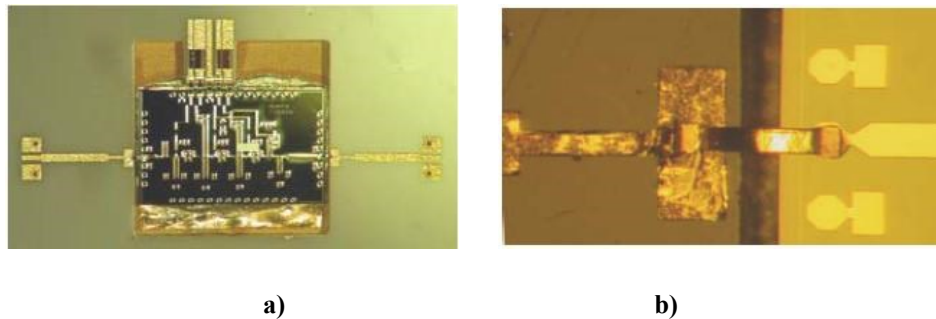


Figure 25. Photos issues de [48] où ce type de réseau d'adaptation pour diminuer les pertes d'insertion a été utilisé : a) montage d'une puce avec des lignes micro-ruban de connexion à l'entrée à gauche et à la sortie à droite de la puce, b) zoom sur une des transitions.

I.4.4 Le fil « micro-coax »

Récemment, une poursuite du développement de *ballbonding* et *wedgebonding* a été proposée, [49] spécifiquement dans le but d'améliorer le fonctionnement en fréquences millimétriques. L'idée est de couvrir le fil de *bonding* avec un diélectrique et puis de couvrir celui-ci avec un métal. De cette manière, on arrive à un fil de structure coaxiale. Avec un choix réfléchi sur le matériau diélectrique et le dépôt de cette couche d'une épaisseur contrôlée, le fil sera transformé en câble coaxial d'une impédance contrôlée. Les différentes étapes sont indiquées sur la Figure 26 où *A* montre le fil initial, *B*

le circuit après la couverture pour le matériau diélectrique, *C* la formation de trous dans ce diélectrique et *D* la couverture du diélectrique avec une couche de métal par pulvérisation cathodique. L'impédance du *micro-coax* sera réglée pour être la même que celle des circuits qu'il connecte, sous condition que les circuits à connecter soient conçues pour la même impédance, ce qui est, bien entendu, très avantageux.

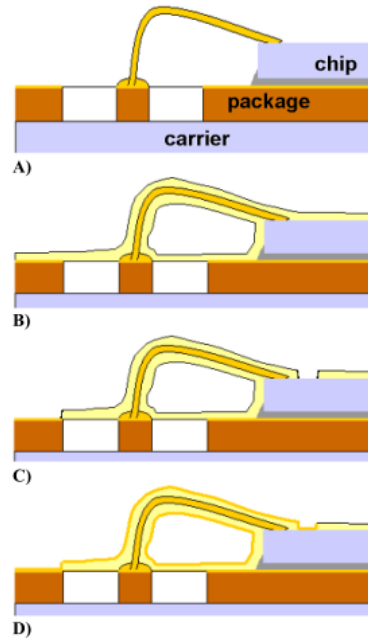


Figure 26. La transformation d'un fil de *ballbonding* en une structure micro-coaxiale [49].

Des essais de ce type de structure montrent des pertes d'insertion inférieures à que 1 dB entre 0 et 100 GHz pour un fil de 15.4 μm de diamètre (le fil central dans le *micro-coax*) et de 559 μm de longueur. En comparaison avec les résultats pour le ruban de 0.6 mm de la Figure 21-b, où à 100 GHz nous avons des pertes de 9 dB, le résultat du *micro-coax* est remarquable.

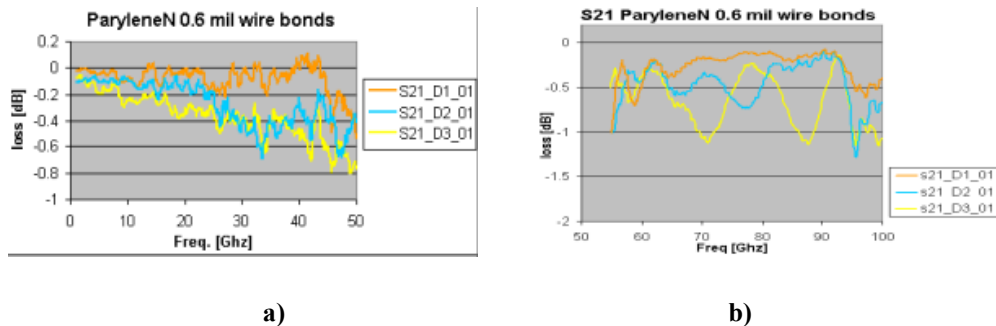


Figure 27. Pertes d'insertion pour des structures micro-coaxiales de longueurs 22, 62 et 102 *mils* (559, 1575, 2591 μm) [49].

Cette technologie semble présenter une solution très compétitive par rapport aux méthodes de micro-câblage vues auparavant dans ce texte.

I.4.5 Le « flip-chip bonding »

La méthode *flip-chip*, [FC](#), ou puce retournée, est une autre manière de connecter et en même temps fixer la puce sur son substrat mère, sans ajouter beaucoup de pertes et sans désadapter le circuit, comme dans le cas d'un fil de micro-câblage d'une certaine longueur tel que nous l'avons vu précédemment. Pour connecter le composant intégré, on place des billes soit sur les plots du composant, soit sur le substrat et puis le composant est retourné et placé. La Figure 28-a montre un composant à base de lignes coplanaires, fabriqué pour tester cette technique. La Figure 28-b montre le substrat avec des lignes coplanaires et des plots d'accueil avec des *bumps* ou billes en or, Figure 28-c. Finalement, une vue de côté après montage est illustrée sur la Figure 28-d [50].

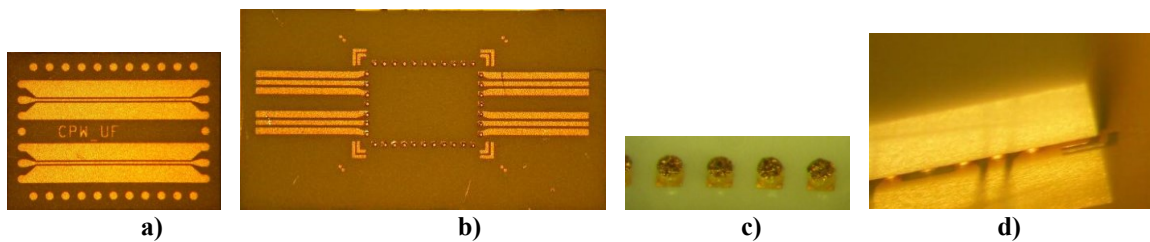


Figure 28. Technique de type puce retournée ([FC](#)) : a) le composant, b) le substrat avec des billes, c) détail de billes et d) vue de côté après montage [50].

Il existe plusieurs méthodes d'assemblage [FC](#), dont certaines utilisent des billes en or et une thermocompression pour fixer le composant, une autre utilise des billes de soudure et une fusion de la soudure pour la fixation et une autre encore utilise une colle conductrice non-isotrope, dite *Anisotropic Conductive Film*, ([ACF](#)), et il en existe également encore d'autres détaillées en particulier dans [51].

La Figure 29 illustre quelques exemples de billes pour la fusion de la soudure. Ici, les diamètres sont de dimensions réduites, ce qui peut être avantageux pour des solutions en fréquences millimétriques.

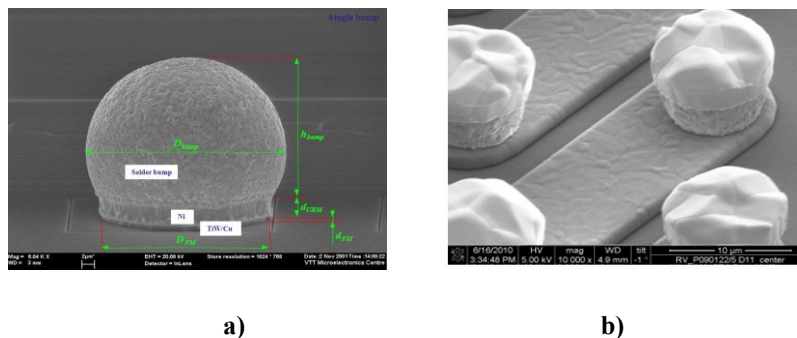


Figure 29. Exemples de billes [FC](#) de différentes variantes : a) bille de soudure de diamètre 20 µm [52], b) CuSn billes d'un diamètre de 10 µm [53].

Un des avantages avec la technologie [FC](#) par rapport au report de fil est que cette technologie est large bande, du courant continu jusqu'à une fréquence limite dépendant du choix fait lors de la conception (technologie de la puce, dimensions des plots de la puce, technologie de [FC](#), dimensions des billes, limitation de fabrication...) de la transition.

Une étude sur l'effet des différents paramètres de la transition (hauteur des billes, diamètre, dimension des plots, positionnement des plots, existence de métallisation près de la surface de la puce et des modes non-souhaités) a été publiée en 1998 [54]. Dans cette étude, on utilise des puces de type [CPW](#). À partir de simulations et de mesures, on a pu montrer la faisabilité de [FC](#) jusqu'à 67 GHz. Le même type de puce a ensuite été monté avec la technologie [FC](#) par NEC, Figure 30, où cette solution vise un module radar fonctionnant à 76 GHz, avec le but de reproduire ces modules en volumes importants [55]. Un type de module, où la largeur de bande du courant continu aux fréquences millimétriques est incontournable, est le démultiplexeur présenté dans [56], comme il fonctionne de 0 à 100 Gbps. Malheureusement, ces deux dernières publications ne donnent pas de détails sur la qualité de la transition [FC](#) seule, mais ils démontrent que la fonctionnalité recherchée est présente.

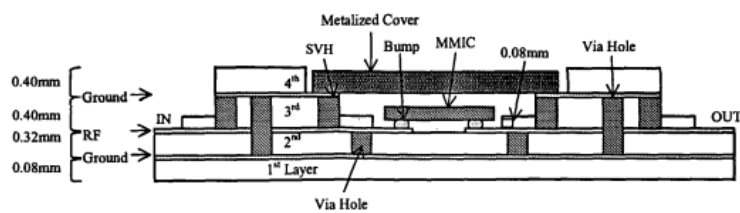


Figure 30. Un module en [LTCC](#) utilisant la technologie [FC](#) pour le report de la puce [55].

Il faut être conscient que, en retournant la puce, on change les effets de propagation sur la puce, d'un milieu avec l'air au-dessus de la puce dans le cas d'une connexion par micro-câblage de fil, à un milieu avec le substrat porteur très près de la surface de la puce, la distance étant égale à la hauteur des billes. Ceci a pour effet de changer la permittivité effective, ϵ_{eff} , de la puce, ce qui peut avoir comme effet de décaler en fréquence les performances de la puce. On peut nommer cela « l'effet de proximité ». Ceci est plus valable pour des puces conçues en technologie micro-ruban que pour des puces conçues en technologie coplanaire, vu que pour les puces [MS](#), ayant plus de distance entre la ligne du signal et le plan de masse que pour une ligne coplanaire, le champ électrique s'étend plus loin de la surface.

Dans [57], l'impact de cet effet de proximité est étudié pour un oscillateur suivi par un multiplicateur par 8 sortant un signal autour de 55 GHz, Figure 31. Le décalage vers le bas en fréquence est d'environ 2 %. Cet exemple montre également une perte en puissance du signal de sortie de 1 dB, mais cela n'est pas dû à la technologie de montage mais à l'adaptation à la sortie qui est modifiée.

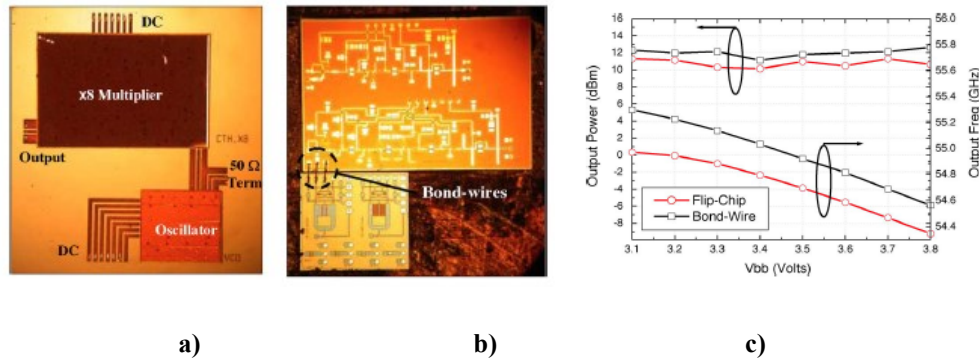


Figure 31. Photographies de circuit examiné avec : a) circuit d'assemblage de type [FC](#), b) circuit d'assemblage classique et micro-câblage entre les puces et c) résultats de mesures des deux types de modules. Les billes sont de 50 μm de diamètre et 40 μm de hauteur [57].

Ce dernier exemple illustre bien que le [FC](#) fonctionne aussi bien en fréquences centimétriques (7 GHz du VCO) qu'aux fréquences millimétriques (55 GHz pour le X8).

I.4.5.1 Transition GSG de trois billes

Typiquement les [MMICs](#) sont conçues avec des plots [RF](#) de type [GCPW](#) comme le montre par exemple la Figure 15. Ceci entraîne que la transition typique, pour le [FC](#) dans le domaine des micro-ondes, est de type trois billes en une rangée, dont celle du milieu connecte le signal et les deux autres connectent la masse de la puce à la masse du substrat. Ce type de transition est utilisé dans les exemples montrés jusque-là. Les illustrations sur la Figure 32 sont prises dans le cas du VCO et du multiplicateur par 8, vu précédemment. Ici une adaptation est créée sur la ligne centrale du substrat pour améliorer la transition. Cet exemple a des pertes d'insertion de 0.5 dB par transition à 60 GHz et 1 dB à 75 GHz selon simulations.

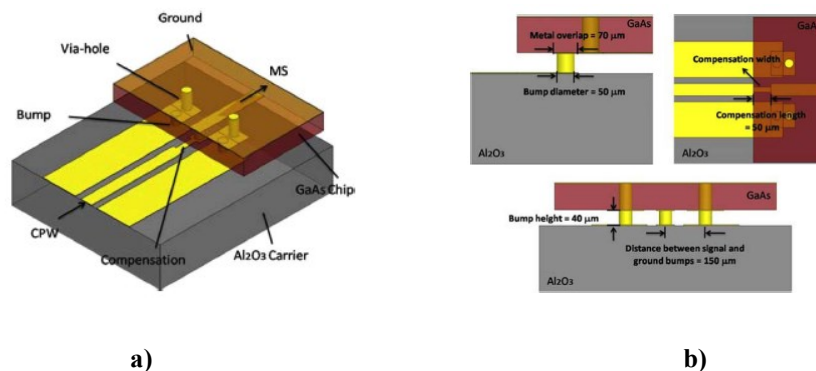


Figure 32. Transition à trois billes de type [GSG](#) de [57] : a) vue en perspective, b) détails.

Un exemple de l'utilisation de la méthode de montage [FC](#) en fréquences submillimétriques (> 300 GHz) est paru très récemment, publié par des chercheurs de Fujitsu [58], Figure 33. Ils ont démontré la validité du montage [FC](#), d'abord en utilisant une puce en technologie InP (Phosphore d'Indium) avec

une ligne micro-ruban posée dessus, dans la bande de fréquence de 220 à 320 GHz. Puis, ils ont monté un amplificateur [MMIC](#), qui travaille dans la bande 240-260 GHz, en mode [FC](#), sans perte en performance. L'interconnexion est une transition [GSG](#) sur un support poly-imide avec, sur les deux parties ([MMIC](#) et support), des lignes de transmission de type micro-ruban transformées en GCWG (*Grounded Coplanar WaveGuide*) aux endroits de la connexion.

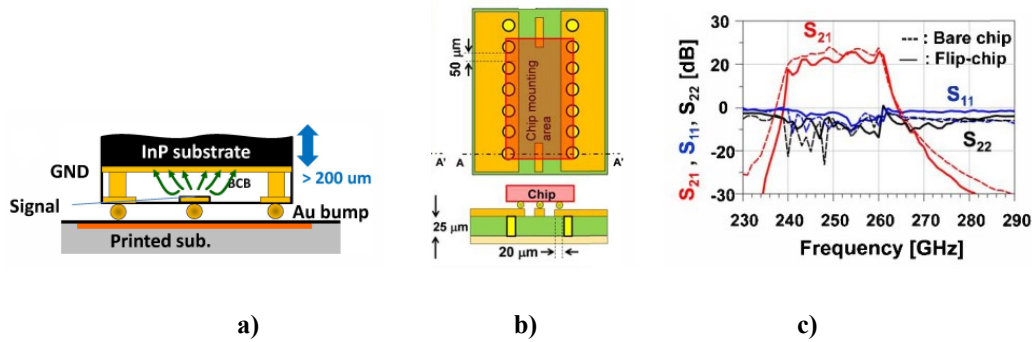


Figure 33. Illustrations du montage [FC](#) en fréquences submillimétriques : a) vue en coupe, b) vue de dessus, c) comparaison des paramètres S avant et après le montage [FC](#) [58].

À ce jour, il semble que ceci soit le record en fréquence, validé pour cette technologie.

I.4.5.2 Solution hot-via

Une autre type de transition *flip-chip* est la solution *hot-via*, d'abord présenté comme *direct backside interconnect technology* ou DBIT en 1997 [59] avant que le nom *hot-via* soit proposé en 2003, [54]. La technologie *hot-via* est une technologie [FC](#) où la puce n'est pas retournée mais où les plots [RF](#) de type [CPW](#) de la puce sont transférés sur la face arrière en utilisant des vias. C'est le via du signal, donc la piste « chaude », qui a donné lieu au nom *hot-via*. Les plots sont ainsi disponibles à l'arrière de la puce. Sur la Figure 34 nous présentons une illustration d'une puce en technologie micro-ruban avec des plots *hot-via* [60]. L'avantage de cette technologie est qu'il n'y aura pas d'effet de proximité à prendre en compte, (c.f. la technologie [FC](#)). Le désavantage est que les concepteurs et fonderies qui produisent ces puces obligent leurs clients à investir dans cette technologie de montage particulière et, depuis son introduction, la technologie *hot-via* n'a pas gagnée au niveau acceptation.

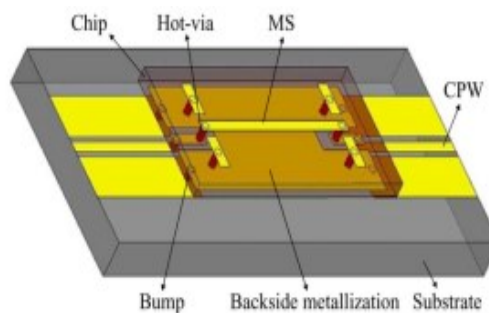


Figure 34. Structure hot-via [60].

Pour ce qui est du fonctionnement, des résultats tout à fait satisfaisants ont été démontrée jusqu'à 67 GHz [60], avec des pertes pour deux transitions *hot-via*, leur billes de montage incluses, de 0.23 dB, Figure 35.

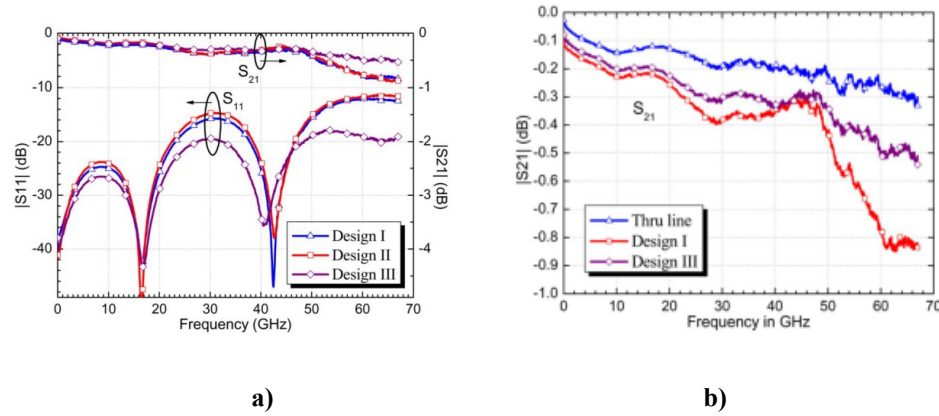


Figure 35. Résultats de mesure de différentes solutions *hot-via* : a) Pertes d'insertion et coefficient de réflexion, b) pertes d'insertion de la structure *hot-via* comparées avec une ligne de transmission seule. Les pertes de deux transitions *hot-vias* et leurs billes [FC](#) sont de 0.23 dB à 60 GHz [60].

I.4.5.3 Solution coaxiale

Encore une autre solution dans la famille [FC](#) est celle de [61], où la puce et le substrat sont co-conçus avec, pour but, de former une connexion verticale ressemblant à une ligne coaxiale. La structure est illustrée sur la Figure 36. Ici, il s'agit encore une fois d'une puce retournée et l'effet de proximité est à prendre en compte.

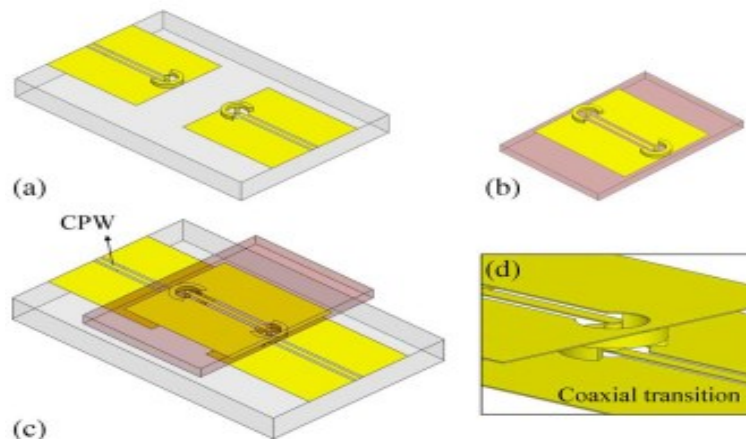


Figure 36. Structure [FC](#) de forme coaxiale [61].

Les pertes d'insertion mesurées d'une structure de 2.28 mm de longueur totale sont présentées dans la Figure 37. Les deux transitions coaxiales ajoutent des pertes inférieures à 0.1 dB par rapport à une ligne de transmission [CPW](#) de même longueur, utilisée pour la comparaison.

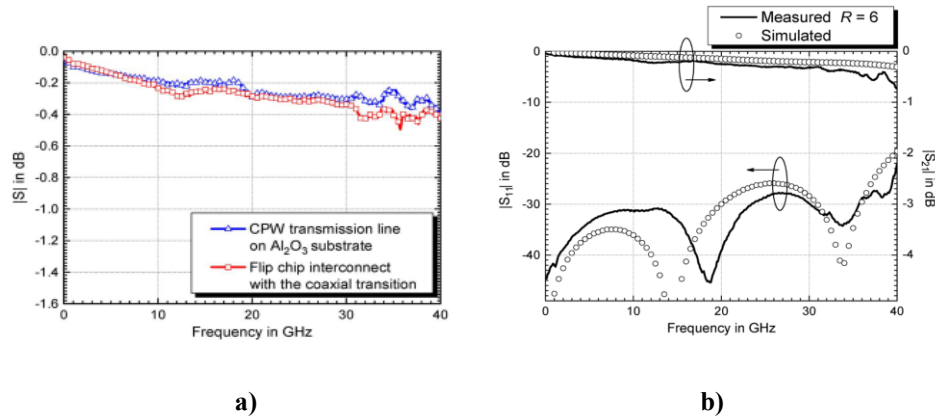


Figure 37. Paramètres S de la structure **FC** coaxiale : a) comparaison des pertes d'insertion pour une ligne **CPW** de 2.28 mm et la structure coaxiale proposée avec la même longueur totale, b) comparaison entre simulations et mesures après optimisation des dimensions [61].

I.4.6 Limitations en fréquence du micro-câblage et du montage flip-chip

Pour ces différents types de micro-câblage et de flip-chip, que nous venons de présenter, il est raisonnable de trouver jusqu'où peut-on utiliser cette technologie, sachant que, dans ce travail de thèse, nous visons à proposer des solutions allant au-delà de 200 GHz.

Pour le *micro-coax* nous avons vu qu'il présente de très bonnes performances, en termes de pertes d'insertion, à au moins 100 GHz. Que peut-on espérer des autres types de *bonding* ? On peut estimer que la longueur minimale du fil de micro-câblage est de 0.3 mm prenant en compte les dimensions de la distance plot à bord du substrat ou de la puce. Avec cette longueur, comment peut-on aller en fréquences hautes ? Différentes solutions ont été proposées, comme celle vue auparavant avec un réseau d'adaptation $L-C-L$.

En montant en fréquence, les dimensions des dispositifs et le positionnement précis de la puce deviennent plus importants. Les tolérances du positionnement de la puce et les tolérances des dimensions de la puce et du substrat ne permettent pas une meilleure définition de la longueur du fil que $\pm 35 \mu m$ dans le meilleur cas. Pour une production en volume, il faut trouver une solution pour pallier ces différences. Une proposition d'utiliser deux fils en parallèle, en ajustant l'entraxe entre eux, pour que l'impédance soit adaptée pour répondre aux défauts de positionnement de la puce a été proposé dans [62]. Selon les auteurs, et leurs résultats issus de simulation, ce type de câblage adaptatif est très satisfaisant pour des fréquences allant jusqu'à 100 GHz. La variation d'entraxe est illustrée dans la Figure 38.

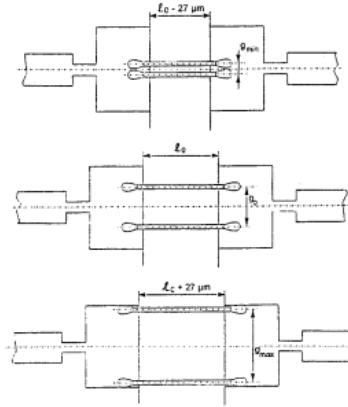


Figure 38. En ajustant l'entraxe entre les fils en parallèle, leur impédance est changée et adaptée à la mauvaise précision du positionnement de la puce [62].

Pour cette solution, il est évident qu'il faut dessiner des plots assez larges pour pouvoir varier l'entraxe entre les fils. Les dimensions ne sont pas données dans la publication, mais à partir de l'illustration de la Figure 38, on peut estimer que le plot devrait être $3 \times$ la largeur de la ligne micro-ruban de 50Ω . En même temps que ceci résout le problème de la variation du positionnement de la puce, la solution peut nuire à la montée en fréquence, puisque la largeur des plots amène un effet capacitif plus important à la transition. Dans [63], on avertit le lecteur de ne pas faire de trop grands plots si on veut monter vers les fréquences millimétriques. L'augmentation de la capacitance à cause d'un plot plus grand abaisse la fréquence de résonance du circuit parallèle LC de la transition, et ainsi la fréquence maximale d'utilisation du micro-câblage par fil, égale à la fréquence de résonance, est donnée par l'Eq.2.

$$f_{\text{resonance}} / LC = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{Eq.2.}$$

Dans la littérature, on ne trouve pas beaucoup de publications sur l'utilisation du micro-câblage pour des fréquences supérieures à 100 GHz. Un document très intéressant, où l'on a étudié le fonctionnement du micro-câblage pour un radar à 122 GHz, est le [64], qui a été publié en 2011. Ici on utilise des lignes de transmission coplanaires et la connexion étudiée est faite avec trois fils en parallèle. Deux types de connexions ont été faites, l'un avec un réseau $L-C-L-C-L$ à la ligne centrale et l'autre avec une longueur des fils de $\lambda_0/2$. Pour le deuxième, on se dit que, si la puce est bien adaptée au niveau des plots, l'ajoute de $\lambda_0/2$ pour les fils va faire un tour complet de l'abaque de Smith et ramener l'impédance à la même position après avoir traversé la longueur des fils. La Figure 39 reprend les deux solutions étudiées pour 122 GHz.

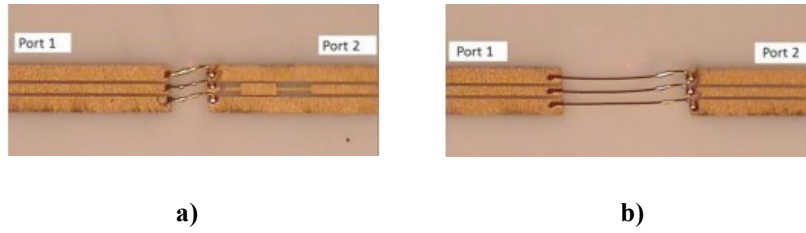


Figure 39. Deux connexions de micro-câblage utilisant trois fils de 17 μm de diamètre en parallèle : a) la ligne centrale faisant un réseau d'adaptation $L-C-L-C-L$, b) la longueur des fils étant de $\lambda_0/2$, c.à.d. 1.2 mm [64].

Les quatre graphiques ci-dessous, Figure 40, présentent les résultats de simulations et mesures pour ces deux connexions. La largeur de bande à -1dB, $BW_{-1\text{dB}}$, de ces connexions sont de 13 GHz pour la première solution et 5 GHz pour la deuxième solution. Un problème rapporté dans cette publication est la sensibilité due au parallélisme entre les trois fils et également le contrôle précis de la boucle. C'est probablement dû à cela que les résultats de mesures ne s'accordent pas mieux avec les simulations pour la deuxième solution. L'emplacement des plans de référence de mesures n'est pas donné dans la publication, ce n'est donc pas possible de savoir si les pertes impliquent toute les structures ou seulement la connexion au centre.

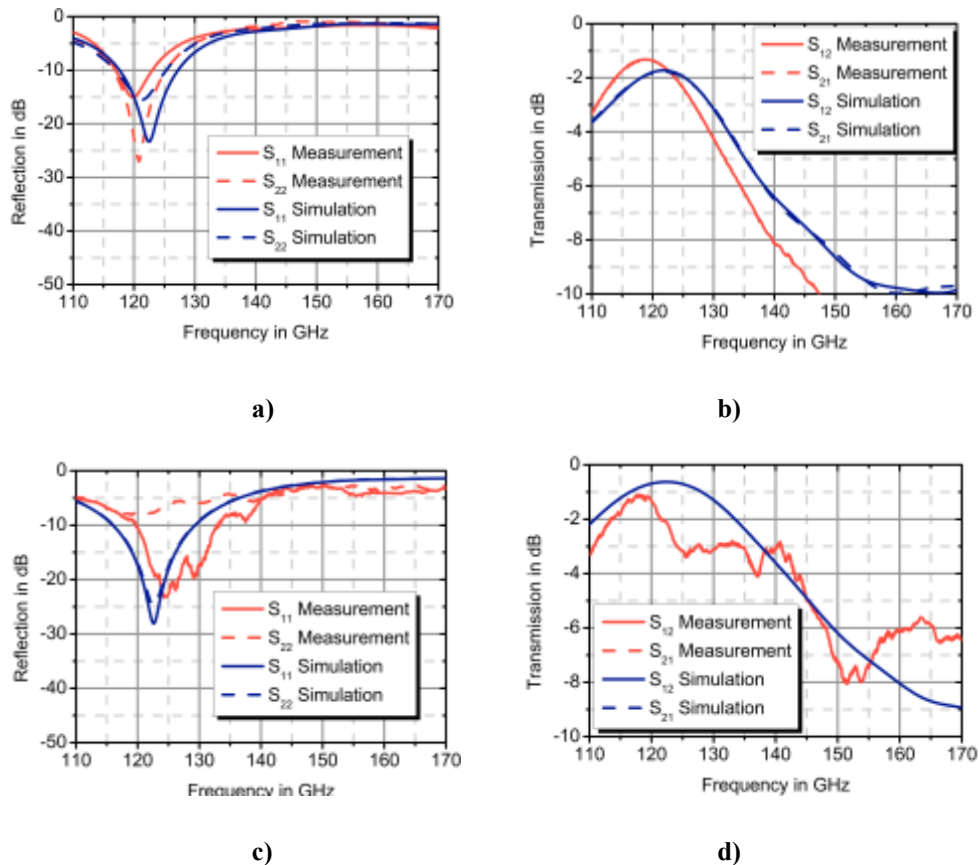


Figure 40. Résultats issus de l'étude dans [64] : a) coefficient de réflexion pour le cas d'une connexion adaptée, b) coefficient de transmission pour ce même cas, c) coefficient de réflexion pour le cas de longueurs de fils de $\lambda_0/2$ et d) coefficient de transmission pour ce même cas.

I.4. LES TECHNIQUES D'INTERCONNECTION D'UN CIRCUIT INTÉGRÉ

Le *wedgebonding* est également utilisé jusqu'à 220 GHz pour passer le signal entre les plots de la puce et une sonde rayonnant dans un guide d'ondes dans [65]. Les détails sont indiqués sur la Figure 41. Ce fil est de 25 μm de diamètre et sa longueur est de 140 μm . Ici, comme pour l'exemple ci-dessus, on a mis trois fils en parallèle pour minimiser l'effet inductif de la connexion. Sans ces deux fils supplémentaires, l'inductance est de 37 pH et avec les deux fils, l'inductance est baissée à 20 pH, ce qui permet d'aller plus haut en fréquence. Le graphique des paramètres S , sur la Figure 41-b, montre que cette connexion est fonctionnelle avec un coefficient de réflexion inférieur à -15 dB de 160 à 220 GHz et avec des pertes d'insertion de 0.75 dB au milieu de la bande. À partir du graphique nous estimons la $BW_{-1\text{dB}}$, celle-ci allant de 140 à 220 GHz, ce qui représente 44 % de bande passante relative. Ceci représente en fait 100 % de la bande normalisée d'un guide d'ondes rectangulaire WR5.

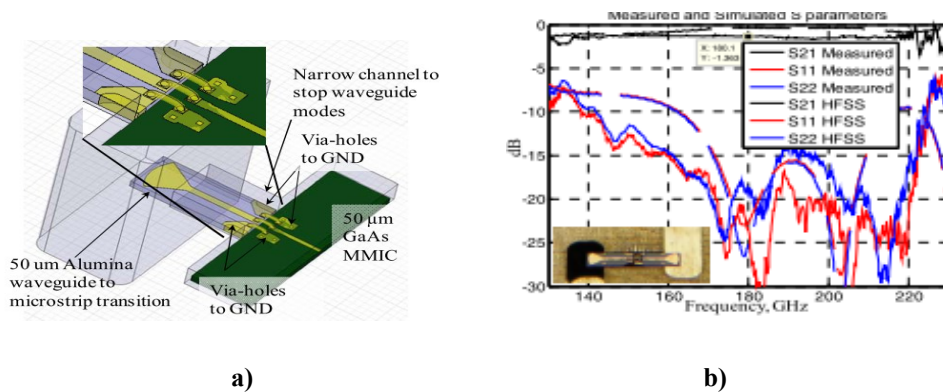


Figure 41. Le *wedgebonding* utilisé pour passer le signal entre la [MMIC](#) et la sonde rayonnant dans un guide d'ondes : a) détails de la réalisation, b) résultats de simulations et mesures d'un dispositif tête-bêche [65].

Il existe des exemples de *wedgebonding* fonctionnant à plus haute fréquences encore; l'état de l'art dans [66] cite un exemple à 320 GHz pour une connexion entre un amplificateur [MMIC](#) et des sondes en plan E, réalisées sur quartz, c.f. La Figure 42. Les données de l'interconnexion ne sont pas livrées dans le document source [67].

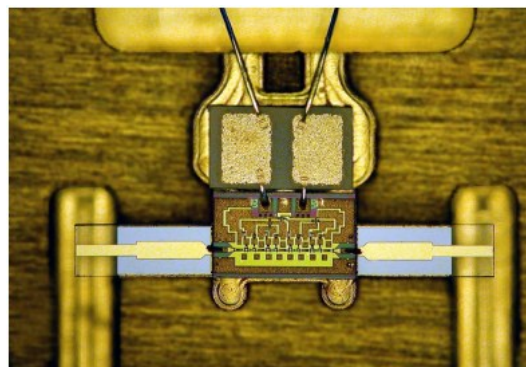


Figure 42. *Wedgebonding* fonctionnant à 320 GHz pour l'interconnexion entre un amplificateur [MMIC](#) et des sondes plan E [67].

De même pour le micro-câblage, il faut chercher les limites en fréquence pour la technologie *flip-chip*. Jusqu'à cette date, peu d'exemples en fréquences au-delà de 110 GHz sont publiés. Une étude à 170 GHz a été démontrée dans [64]. Dans ce document, les auteurs ont comparé le *wedgebonding* avec le [FC](#). Nous avons déjà montré leurs résultats de micro-câblage lors de la discussion dans le paragraphe I.4.5. Le dispositif de test qu'ils utilisent est un substrat où une ligne [CPW](#) est posée, voir la Figure 43. Cela « adoucit » l'effet de proximité comme les billes sont de 50 μm de diamètre. Leurs résultats de simulations et mesures sont présentés dans la Figure 44. La différence en pertes de transmission de 2 dB entre simulations et mesures est expliquée par la sous-évaluation des pertes des lignes de transmission dans l'outil de simulation (0.2 dB/mm au lieu que 0.5 dB/mm en mesure à 120 GHz selon les auteurs).



Figure 43. Véhicule de test pour la transition [FC](#), [64].

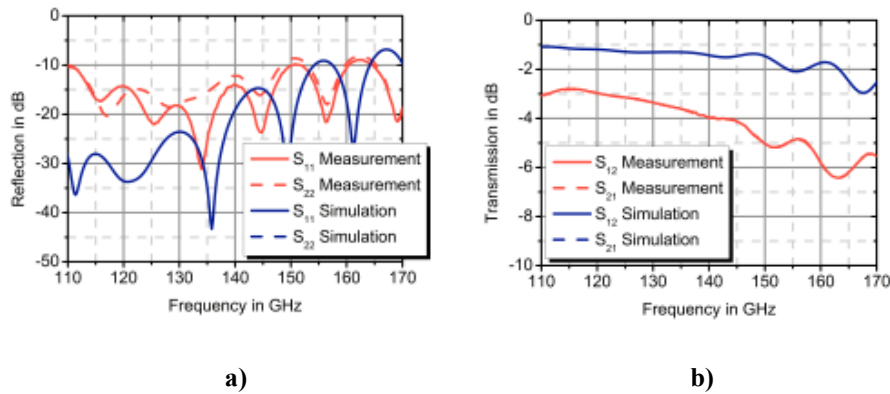


Figure 44. Résultats de simulations et mesures du dispositif [FC](#), courbe bleu pour un câblage *wedge* et courbe rouge pour [FC](#) [64].

Ceci dit, l'intérêt de ces résultats se voit plutôt en les comparant avec les résultats obtenus précédemment pour le *wedgebonding*, voir Figure 40. Ces résultats sont directement comparables. Pour les cas de *wedgebonding* avec une connexion adaptée, Figure 40-b, et la connexion [FC](#), Figure 44-b, on peut alors constater que les pertes d'insertion à 110 GHz sont identiques, 3 dB. À la fréquence de fonctionnement, 120 GHz, la variante de *wedgebonding* a des pertes d'insertion minimales de 1.5 dB tandis que celles de [FC](#) sont de 3 dB, ce qui semble avantageux pour la variante de *wedgebonding*. Cependant, si on cherche à construire une transition large bande, celle utilisant la technologie [FC](#) est inégalable, n'ayant perdu que 1 dB de plus à 140 GHz, ce qui était le cas du *wedgebonding* à 125 GHz.

I.5 Conclusion

Nous avons vu que, globalement, des solutions de mise en boîtier existent jusqu'à 50 GHz avec des boîtiers prêts à intégrer une puce [MMIC](#) pour ensuite être montés sur une carte mère système. Pour des dispositifs de type [MCM](#), on peut trouver des boîtiers métalliques où il faut intégrer des substrats faits sur mesure pour en faire un dispositif souhaité. Au-delà de 50 GHz, rien de tel n'existe et chacun doit concevoir son dispositif ou bien faire appel à des spécialistes. C'est aussi aux fréquences millimétriques que le choix de connecteurs diminue et, de plus, la difficulté de leur montage est plus grande, à cause des dimensions et des tolérances de montage plus contraignantes. Au-delà de 110 GHz le plus commode et pratiquement la seule possibilité (hors antennes ou couplage capacitif) est d'utiliser des guides d'ondes comme système de connexion entre dispositifs.

En ce qui concerne l'interconnexion entre des puces actives, comme les [MMICs](#), et le support de transmission, la méthode de *flip-chip* semble être la plus pertinente et large-bande, mais le micro-câblage peut être utilisé si des précautions sont prises. Le record semble se trouver autour de 300 GHz pour un câblage de type *wedgebonding* où la longueur du fil est minimisée jusqu'à la limite possible. La même fréquence record est notée pour le *flip-chip*, mais là avec une meilleure largeur de bande.

Comme conseil, le *ballbonding* est plutôt à utiliser pour l'alimentation en courant continu et aux fréquences basses à cause de sa longueur intrinsèque. Pour la connexion [RF](#), il est plutôt conseillé d'utiliser le *wedgebonding* ou le *ribbonbonding*. On peut utiliser le ruban de 50 μm de largeur du courant continu jusqu'à 35 GHz avec une longueur de fil maximum de 0.4 mm, sans prendre de précautions spécifiques. En utilisant un ruban encore plus large, les pertes de transmission peuvent être diminuées, comme indiqué dans l'étude paramétrique de la largeur du ruban. Pour des fréquences plus hautes, un réseau d'adaptation peut être ajouté. Pour le dernier exemple, le fonctionnement est prouvé à 320 GHz, mais sans fournir de données précises sur la performance de l'interconnexion, nous ne pouvons pas comparer ce résultat avec les autres.

Donc, la limite en fréquence n'est pas aussi facile à fournir. Chaque cas doit être étudié précisément et des solutions peuvent être trouvées, comme nous venons de le voir, en tout cas jusqu'à 320 GHz. Pour des fréquences plus hautes que 35 GHz, il faut viser une solution « bande étroite » (ce qu'est logique au vue des systèmes télécom mais moins pour des systèmes datacom) sauf pour la technologie *micro-coax* où le bon fonctionnement est prouvé du courant continu à 100 GHz.

Finalement, pour la véritable limite en fréquence de [FC](#), nous n'avons pas d'indication précise jusqu'à quelle fréquence ce type de technologie peut être employé. Nous pouvons constater que, à l'heure actuelle, on peut aller au moins jusqu'à 320 GHz, tout dépend de la conception de la transition.

Ceci termine l'étude de l'art sur les technologies de mise en boîtier. Dans le chapitre suivant, nous allons nous intéresser aux supports de transmission pour la propagation des signaux aux fréquences

micro-ondes et millimétriques. Les guides d'ondes vont être le sujet d'étude du fait que la bonne isolation entre guide d'ondes, des pertes plus faibles par rapport aux lignes planaires, de la facilité d'intégration en plusieurs niveaux dans un substrat multicouche, ainsi de la possibilité de les utiliser au-delà de 110 GHz. Tous ces avantages importants vont servir dans la suite. Mais, avant de parler des guides d'ondes intégrés dans un substrat, appelés *Laminated waveguides*, nous allons redonner les quelques bases nécessaires à l'étude des guides d'ondes métalliques classiques.

II. Supports de transmission

TABLE DE MATIÈRES CHAPITRE II :

II.	Supports de transmission	69
II.1	Introduction.....	70
II.2	Guides d'ondes rectangulaires.....	71
II.2.1	Modes de propagation et fréquences de coupure.....	72
II.2.2	Dispersion.....	74
II.2.3	Pertes métalliques.....	75
II.2.4	Pertes diélectriques.....	77
II.3	Guides d'ondes à nervure	80
II.4	Guide d'ondes intégré dans un substrat.....	83
II.4.1	Guide d'ondes multicouches	83
II.4.1.1	Modes de propagation et fréquences de coupure du LWG.....	83
II.4.1.2	Pertes d'insertion du LWG.....	85
II.4.1.3	Simulation d'un LWG en bande X.....	85
II.4.1.4	Limitation en fréquence pour un LWG due aux vias	87
II.4.2	LWG à nervure.....	88
II.4.3	LWG en tranchées métallisées	90
II.4.4	Gap Waveguide	91
II.4.5	WG réalisé en LTCC.....	92
II.5	Comparaison des supports de transmission	93
II.6	Conclusion	95

II.1 Introduction

Pour passer le signal d'un point à un autre, dans un circuit intégré, il faut un support de transmission. Pour les signaux hyper-fréquences, il existe de nombreuses variantes de supports comme les lignes planaires (micro-ruban, coplanaire, triplaque, ...), la ligne coaxiale et le guide d'ondes pour n'en mentionner que quelques-uns. Après une étude préalable, nous avons décidé d'utiliser le guide d'ondes intégré dans le substrat, souvent appelé [LWG](#) (*Laminated WaveGuide*) ou [SIW](#) (*Substrate Integrated Waveguide*), au lieu des lignes planaires. La raison de ce choix est liée aux meilleures performances en pertes (dB/mm) et isolation par rapport aux lignes planaires, ainsi que la possibilité d'intégrer ce support de transmission dans une couche intérieure du substrat multicouche [LTCC](#), ce qui nous permettra de réaliser des dispositifs en trois dimensions. Nous allons présenter le guide d'ondes standard avec son fonctionnement et ses caractéristiques comme les modes de propagation, la dispersion, les pertes et détailler les avantages et limitations. Ensuite, nous présenterons le guide d'ondes à nervure avec quelques exemples de réalisations de différents [LWGs](#) ou [SIWs](#) afin de pouvoir conclure sur le choix du type de guide d'ondes à viser dans la suite du travail.

Dans ce travail, nous allons nous limiter aux guides d'ondes rectangulaires, puisque c'est un format bien adapté pour une intégration dans un substrat. L'utilisation restera monomode (mode fondamental [TE₁₀](#)) pour que la réponse impulsionnelle reste simple et qu'il n'y ait pas de transfert de puissance du signal vers d'autres modes non contrôlés.

II.2 Guides d'ondes rectangulaires

Un guide d'ondes classique est une structure métallique qui laisse une onde électromagnétique se propager dans une direction spécifique. Les guides d'ondes peuvent avoir différents types de section transversale tels que rectangulaire, circulaire ou même elliptique. La Figure 45 montre quelques exemples de guides d'ondes rectangulaires [68].



Figure 45. Différents types de guides d'ondes rectangulaires [68].

Les pertes diélectriques sont nulles pour les guides remplis d'air et les pertes métalliques sont très faibles. Puisque les champs électriques et magnétiques sont enfermés dans le guide, les pertes par radiation n'existent pas. En plus, les guides d'ondes supportent des puissances très élevée.

Un guide d'ondes peut être réalisé par différentes techniques de moulage de précision, brasage de pièces usinées, voire électroformage [45]. Selon la même source, le brasage de pièces usinées est plus utilisé pour des volumes de production faibles, tandis que le moulage de précision est plus rentable pour des volumes importants (le moule est cher à fabriquer). L'électroformage est préférable pour des applications en fréquences millimétriques, puisque la rugosité et la conductivité de surface sont meilleures que pour les autres méthodes.

Comme les dimensions peuvent être petites et les tolérances très exigeantes, l'intérieur du guide risque d'être difficile à réaliser avec un niveau de qualité élevé. Dans ce cas, il est plus facile de fabriquer deux demi-guides d'ondes et les joindre ensuite. D'après [69] et [70], la Figure 46 montre où placer la coupe (a) et où ne pas la placer (b, c et d). Une étude sur les pertes par rapport au positionnement de la coupe en plan E, visualisé dans la Figure 46-a et -d respectivement montre que le positionnement en plan E est le plus favorable, [70].

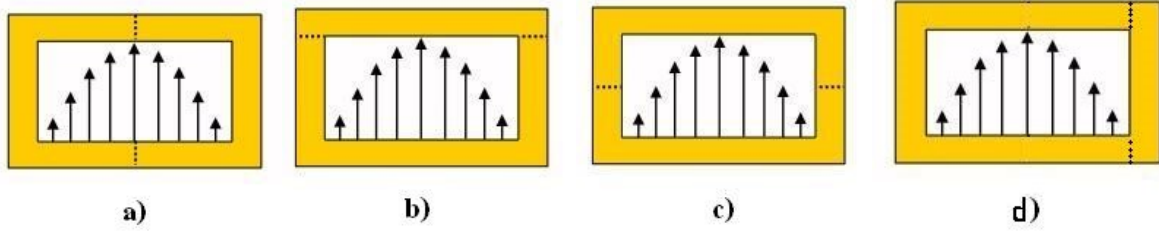


Figure 46. Emplacement du joint dans un guide d'ondes ; a) coupe « plan E » est l'emplacement préféré, les coupes b), c) et d) sont des emplacements sensibles [69] et [70].

Pour les solutions b) ou c) de la Figure 46, les joints coupent les lignes de courant, ce qui avec un joint non parfait, peut provoquer des pertes supplémentaires et une performance réduite.

II.2.1 Modes de propagation et fréquences de coupure

Contrairement à un support de transmission à deux conducteurs distincts (par exemple ligne coaxiale, ou un support planaire tel que la ligne coplanaire ou micro-ruban), le guide d'ondes ne permet pas la propagation d'un mode [TEM](#) (ou quasi-TEM), mais uniquement celle de modes [TE](#) et [TM](#). Pour chaque mode, il existe une fréquence de coupure, f_c , en dessous de laquelle aucune propagation n'est possible. En conséquence, le guide se comporte comme un filtre passe-haut. Pour ce qui est des calculs théoriques pour de telles structures, ceux-ci sont décrits dans de très nombreux ouvrages, comme par exemple dans [71], [72], ou [73].

Pour un guide d'ondes à section rectangulaire avec des dimensions comme le montre la Figure 47, les fréquences de coupure (en Hz) pour les modes [TE](#) seront calculées à partir de l'Eq.3, avec m et n correspondant aux indices des solutions discrètes :

$$f_{c_{TE, nm}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\mu_r\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \text{ avec } m, n=0, 1, \dots \text{ et } (m=n \neq 0) \quad \text{Eq. 3.}$$

Pour les modes [TM](#), les fréquences de coupure seront calculées avec la formule suivante, Eq.4 :

$$f_{c_{TM, nm}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_0\mu_r\epsilon_0\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \text{ avec } m, n=1, 2, \dots \quad \text{Eq. 4.}$$

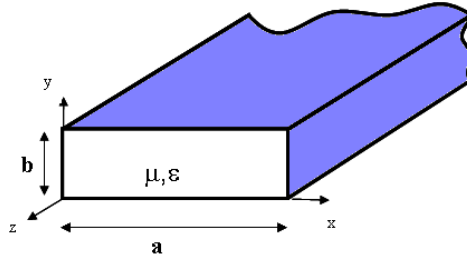


Figure 47. Dimensions d'un guide d'ondes rectangulaire.

Avec $a > b$, la fréquence de coupure la plus basse est celle liée au mode TE_{10} , ce qui en fait le mode fondamental. Pour un guide d'ondes creux (c.à.d. rempli d'air pour lequel $\epsilon_r=1$ et $\mu_r=1$), avec a supérieur à b , la fréquence de coupure pour le mode fondamental sera calculée à partir de l'Eq.3 pour devenir Eq.5.

$$f_{cTE,10} = \frac{c}{2a} \quad \text{Eq. 5.}$$

On montre facilement, après une manipulation des Eq.3 et Eq.4, que, si $b \leq a/2$, la deuxième fréquence de coupure, la $f_{cTE,20}$, est égale à $2 \times f_{cTE,10}$. Donc, pour des fréquences entre $f_{cTE,10}$ et $f_{cTE,20}$, un seul mode se propagera. Normalement, c'est dans cette bande de fréquence que sera utilisé le guide d'ondes.

Pour information, des guides d'ondes rectangulaires standards sont cités dans l'Annexe 1, avec leurs dimensions, fréquence de coupure et bande d'utilisation monomode.

La longueur d'onde dans le vide, λ_0 , est calculée, pour une fréquence, f , à partir de l'Eq.6, avec $\epsilon_r=1$. Suivant l'Eq.6, un matériau ayant ϵ_r supérieure à 1 aura une longueur d'onde plus courte.

$$\lambda_0 = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Eq. 6.}$$

La longueur d'onde dans un guide d'ondes pour une fréquence donnée f , (où $f > f_c$) est plus grande que celle en espace libre et est égale à :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad \text{Eq. 7.}$$

L'Eq.7 désigne alors la longueur d'onde guidée.

II.2.2 Dispersion

Pour transmettre des débits importants, la bande de canal autour de la fréquence porteuse sera élevée. Quand c'est le cas, on doit s'intéresser à la dispersion. La dispersion décrit la variation de la vitesse de phase, v_p , pour différentes composantes de fréquence.

La vitesse de phase est définie comme *Eq.8*.

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad \text{Eq.8.}$$

Si la vitesse de phase ne change pas avec la fréquence, la forme d'onde temporelle reçue à l'extrémité du support de transmission sera identique à celui transmis au début du support. Avec différentes vitesses de phase pour différentes fréquences, la forme d'onde temporelle sera déformée le long du support de transmission. Un diagramme de dispersion qui montre la constante de phase, β , en fonction de la fréquence, est utile pour la compréhension de ce phénomène. La Figure 48 montre ce type de diagramme, pour un guide d'ondes standard en bande X. On voit, sur la courbe du mode fondamental, qu'entre 8.2 et 12.4 GHz, qui correspond à la plage de fréquence d'utilisation, la dispersion monomode du guide n'est pas tout à fait linéaire, et le signal subira donc une petite distorsion pendant le passage dans ce guide. Les courbes de dispersion des modes quatre et cinq sont, quant à eux, superposés.

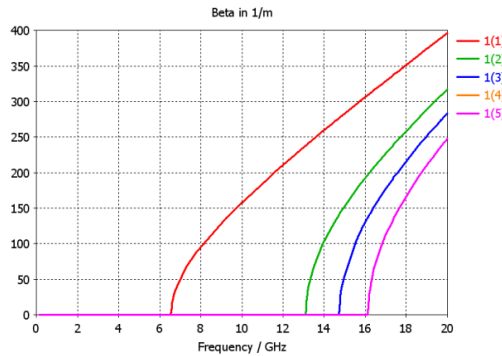


Figure 48. Diagrammes de dispersion pour les cinq premiers modes (TE_{10} , TE_{20} , TE_{01} , TM_{11} et TE_{11}) d'un guide d'ondes en bande X, à partir de simulations. Les modes TM_{11} et TE_{11} sont superposés.

Pour un signal de faible largeur de bande, on définit la vitesse de groupe, v_g , pour décrire sa vitesse de propagation. Pour un guide d'ondes vide, elle est donnée par *Eq.9* [72] :

$$v_g = \left(\frac{d\beta}{d\omega} \right)^{-1} = \frac{c\beta}{k_0} \quad \text{Eq. 9.}$$

où c désigne la vitesse de lumière et k_0 la nombre d'onde.

La vitesse de groupe est toujours inférieure à c . Par contre la vitesse de phase peut être supérieure.

D'une manière générale, la dispersion sur les supports de propagation engendre une déformation des signaux liés à l'information que l'on souhaite transmettre.

II.2.3 Pertes métalliques

En ce qui concerne le guide d'ondes, nous l'avons introduit dans ce texte comme ayant des pertes très faibles, si la fréquence d'utilisation du guide d'ondes est limitée entre $1.25 \times f_{cTE,10}$ et $1.9 \times f_{cTE,10}$. Pour comprendre les raisons de cette limitation, il faut considérer la formule analytique du calcul de la constante d'atténuation pour des pertes métalliques, α_c . Pour le mode TE_{m0} , celle-ci est donnée, en Np/m (1 Np/m = 8.686 dB/m), dans Eq.10 avec R_s la résistance de surface et η l'impédance intrinsèque du milieu égale à $\sqrt{\mu/\epsilon}$ [73] :

$$\alpha_{c_TE_{m0}} = \frac{R_s}{b\eta \sqrt{1 - (f_c/f)^2}} \left(1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right) \quad Eq. 10.$$

La résistance de surface, R_s , est calculée suivant l'Eq.11 où ω est égale à $2\pi f$, μ égale à $\mu_0\mu_r$ et σ est la conductivité du métal du guide d'onde [71] :

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} \quad Eq. 11.$$

Il faut, bien entendu, utiliser η_0 pour des guides vides et η pour guides des remplis avec un diélectrique. Pour un guide d'ondes en bande X en cuivre ($\sigma = 5.8 \times 10^7$ S/m), avec $a = 22.86$ mm et $b = 10.16$ mm, les pertes du mode TE_{10} , en dB/m, auront une allure comme le montre le graphique suivant, Figure 49. Ce guide d'ondes, avec une fréquence de coupure du mode TE_{10} de 6.562 GHz, présente des pertes métalliques minimales à $2.34 \times f_{cTE,10}$ c'est-à-dire à 15.09 GHz (voir à $2.41 \times f_{cTE,10} = 15.81$ GHz si $b \approx 0.5 \times a$), voir Figure 49. Cependant, à cette fréquence, son utilisation n'est pas conseillée, comme nous l'avons déjà vu auparavant, car le mode TE_{20} apparaît à partir de 13.12 GHz ($2 \times f_{cTE,10}$). Le graphique montre aussi les pertes métalliques du mode TE_{20} qui ont la même allure que celles du mode TE_{10} , mais sont cependant plus élevées surtout aux fréquences proches de la fréquence de coupure.

Les pertes métalliques des modes TM_{mn} seront calculées selon l'Eq.12 [73] et puis tracées dans la Figure 49.

$$\alpha_{c_TM_{mn}} = \frac{2R_s}{b\eta \sqrt{1 - (f_c/f)^2}} \frac{\left[m^2 \left(\frac{b}{a} \right)^3 + n^2 \right]}{\left[m^2 \left(\frac{b}{a} \right)^2 + n^2 \right]} \quad Eq. 12.$$

Après une analyse du graphique de la Figure 49, on peut comprendre que, pour minimiser les pertes métalliques dans un guide d'ondes rectangulaire le mode fondamental est à préférer. La Figure 50 montre les pertes métalliques pour la fréquence normalisée, avec positionnement des pertes minimales. Ce point à pertes minimales est placé, malheureusement, en dehors de la bande de fréquence utile.

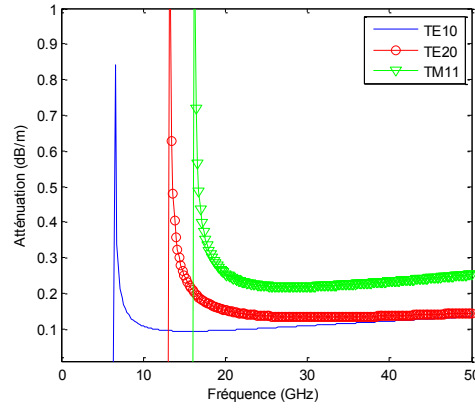


Figure 49. Pertes métalliques pour un guide d'ondes en bande X ($a=22.86$ mm, $b=10.16$ mm) en cuivre pour les modes TE₁₀, TE₂₀ et TM₁₁.

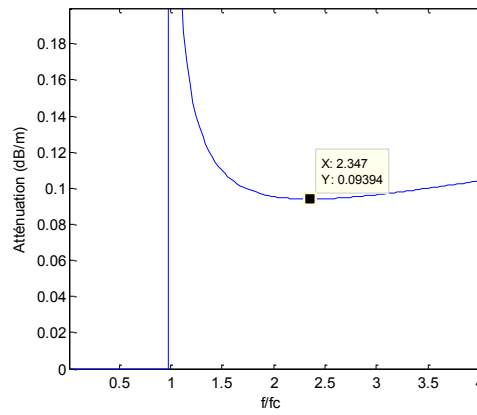


Figure 50. Pertes métalliques du mode TE₁₀ pour la fréquence normalisée. Les pertes sont minimisées à la fréquence $2.347 \times f_{c\text{TE},10}$, ce qui est trop élevé pour une utilisation monomode.

Les pertes à partir de l'Eq.11 sont calculées sous l'hypothèse que la surface métallique du guide est parfaitement lisse. Ces pertes vont augmenter si la paroi métallique est plus rugueuse. Ce fait est surtout important en fréquences élevées, car l'effet de peau fait que le courant se concentre près de la surface du guide et, comme l'épaisseur de peau diminue inversement avec la racine carrée de la fréquence, ceci se traduit en une résistance de surface plus importante, [74].

À partir de l'Eq.10 il est aussi intéressant de discuter du choix de la dimension de la hauteur du guide d'ondes. Souvent, la dimension b est choisie égale à $a/2$, voir, par exemple, dans l'Annexe 1. Dans les graphiques de la Figure 51, les pertes métalliques du mode TE₁₀ sont calculées avec une dimension b variant entre $0.1 \times a$ et $1.0 \times a$.

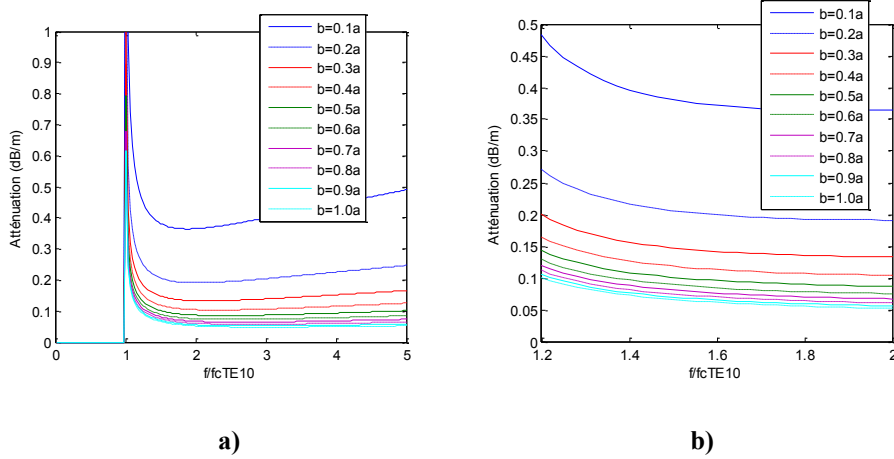


Figure 51. Pertes métalliques pour le mode TE_{10} , d'un guide d'ondes avec $a=22.86$ mm et b variant entre $0.1 \times a$ à $1.0 \times a$. La fréquence est normalisée avec f_{cTE10} : a) allure globale, b) zoom sur la bande utile.

À partir de ce graphique, la conclusion est que les pertes diminuent avec l'augmentation de la dimension b , donc il est favorable de choisir b grand. Mais si $b > 0.5 \times a$, la fréquence de coupure $f_{cTM,11}$ va apparaître à une fréquence plus basse que $f_{cTE,20}$, ce qui diminue la largeur de bande utile et ce qui est donc une situation à éviter. Un autre argument pour choisir b grand est que, plus la surface transverse du guide est grande, plus la puissance transportable augmente dans ce guide d'ondes, et cela selon *Eq.13*, où $P_{moyenne}$ désigne la puissance moyenne transportée dans un guide d'ondes et A l'amplitude du signal, [71]. Donc, le choix optimal de b , pour une utilisation monomode, est $b \equiv 0.5 \times a$. Pour information, pour les guides d'ondes standardisés c.f. [Annexe 1](#), le rapport b/a varie entre 0.44 et 0.5.

$$P_{moyenne} = \frac{A^2 \beta_{m0} ab}{4\omega\mu} \quad Eq. 13.$$

Pour conclure ce paragraphe : les guides d'ondes sont utilisés de $1.25 \times f_{cTE,10}$ à $1.95 \times f_{cTE,10}$ pour minimiser les pertes métalliques et pour éviter l'excitation et donc la propagation des modes supérieurs.

II.2.4 Pertes diélectriques

Si le guide d'ondes est rempli avec un matériau diélectrique, il faut alors ajouter des pertes diélectriques aux pertes métalliques. À partir de [72], ces pertes pour les modes TE (et TM) seront calculées comme le montre l'*Eq.14* :

$$\alpha_d = \frac{k^2 \tan \delta}{2\beta} \quad Eq. 14.$$

avec $\tan \delta$ la tangente de pertes, qui est égale à la partie imaginaire divisée par la partie réelle de la permittivité relative du matériau, k le nombre d'onde, et β la constante de phase.

Sachant que [72] :

$$k = \omega \sqrt{\mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r} \quad \text{Eq. 15.}$$

et

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} \quad \text{Eq. 16.}$$

et que :

$$k_{c,TEmn} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad \text{Eq. 17.}$$

avec k_c désignant le nombre d'onde à la coupure. L'Eq.14, pour le mode TE_{10} , peut alors être écrite comme l'Eq.18 ci-dessous :

$$\alpha_{d,TE10} = \frac{\omega^2 \mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r \tan \delta}{2 \sqrt{\omega^2 \mu_0 \mu_r \epsilon_0 \epsilon_r - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2}} \quad \text{Eq. 18.}$$

L'Eq.18 mérite une analyse pour voir l'impact d'un matériau diélectrique à l'intérieur du guide d'ondes. Dans la Figure 52, les pertes diélectriques sont calculées, pour le même guide d'ondes utilisé auparavant pour le graphique de la Figure 49. Avec $a=22.86$ mm et $b=10.16$ mm et $\epsilon_r \geq 1$, la $f_{c,TE_{10}}$ va diminuer avec la racine carrée de ϵ_r . Pour faire une comparaison correcte, nous avons donc diminué la dimension de a pour arriver à la même fréquence de coupure que pour un guide d'ondes vide (6.562 GHz dans cet exemple, c.f. Eq.3) avec b restant toujours à la même valeur ($b=10.16$ mm). Les calculs ont été faits pour des permittivités relatives, ϵ_r , de 1 à 10, en gardant la fréquence d'excitation à 10 GHz et variant la $\tan \delta$ entre 10^{-4} à 10^{-2} , valeurs typiques de $\tan \delta$ pour les matériaux utilisés en micro-ondes. La variation de b ici n'est pas intéressante puisque ce paramètre n'entre pas dans l'Eq.18.

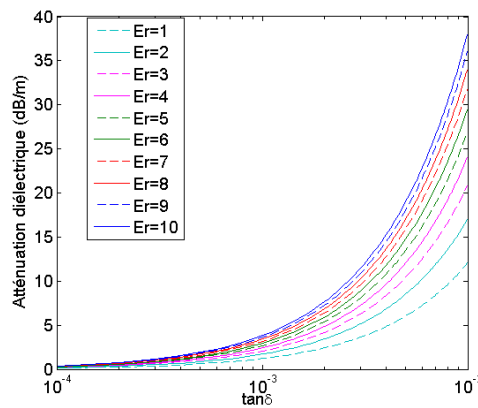


Figure 52. La variation des pertes diélectriques en fonction de $\tan \delta$ et de la permittivité relative ϵ_r pour $f=10$ GHz. Ces calculs sont faits pour un guide d'ondes en bande X avec $a=22.86/\sqrt{\epsilon_r}$ mm.

Il est clair, suivant Figure 51 et Figure 52, que les pertes diélectriques risquent d'être plus fortes que les pertes métalliques dans un guide d'ondes chargé. En même temps, il faut observer que les pertes métalliques dans un guide d'ondes rempli avec un diélectrique augmentent, car l'impédance intrinsèque, η , dans Eq.10, n'est plus égale à $120 \times \pi (\eta_0)$ mais est diminuée par un facteur $\sqrt{\epsilon_r}$.

On peut aussi constater que les pertes diélectriques dépendent de la permittivité relative ϵ_r , ainsi que de la $\tan\delta$. Pour un diélectrique avec une $\tan\delta < 5 \times 10^{-4}$, la permittivité relative, ϵ_r , n'a presque aucune d'importance sur les pertes, tandis que si $\tan\delta$ est $> 5 \times 10^{-4}$, il sera judicieux de choisir un matériau avec un ϵ_r faible pour minimiser les pertes. La fréquence d'utilisation n'est pas aussi importante pour les pertes diélectriques ; certes, les pertes dépendent directement de la fréquence, donc un doublement de la fréquence double les pertes diélectriques en dB/m, mais en même temps la longueur d'onde sera réduite de moitié et les pertes diélectriques par longueur d'onde restent inchangées avec une conception soignée du dispositif.

Dans le choix du diélectrique la tangente de pertes est donc importante, mais il ne faut pas oublier d'autres causes de pertes comme cela a été soulevé dans [74]. Dans ce document, il est précisé qu'en dehors de $\tan\delta$, les pertes diélectriques dépendent aussi du taux d'absorption d'eau dans le matériau. Ceci est donc très important pour un dispositif qui sera utilisé dans un milieu humide (sans être intégré dans un boîtier hermétique) et surtout s'il ne contient pas de composants actifs qui puissent le chauffer. Un dispositif qui ne fonctionne que de temps en temps risque également d'absorber de l'eau pendant qu'il est éteint.

L'importance de l'absorption d'eau dépend bien sûr de la réalisation du guide d'ondes et de son milieu d'utilisation et de la protection hermétique.

II.3 Guides d'ondes à nervure

Comme on l'a vu auparavant, la largeur de bande utilisée pour un guide d'ondes est de $1.25 \times f_{cTE,10}$ à $1.9 \times f_{cTE,10}$, ce qui pourra parfois être trop limité par rapport aux besoins d'un système. Pour élargir la largeur de bande, on pourra passer en guide d'ondes à nervure ou à doubles nervures. La Figure 53 montre un exemple d'un guide d'ondes à doubles nervures. Il sera possible d'augmenter la largeur de bande et passer de la relation 1.9:1.25 à 5:1, voire encore plus selon [75]. Ceci est obtenu par une forte diminution de la fréquence de coupure $f_{cTE,10}$, et en ayant une très légère diminution des fréquences de coupure $f_{cTE,20}$ et $f_{cTE,30}$. Cette amélioration de la largeur de bande entraîne une réduction de la capacité de passer une forte puissance, ce qui peut se comprendre avec la diminution de la section minimum du guide d'ondes.

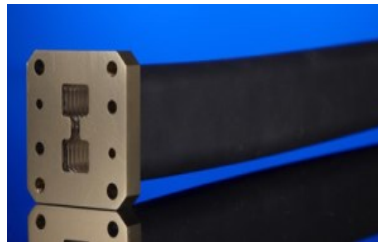


Figure 53. Un exemple de guide d'ondes à doubles nervures [76].

La Figure 54 montre deux types de guides d'ondes à nervures, simple et doubles avec les désignations des dimensions.

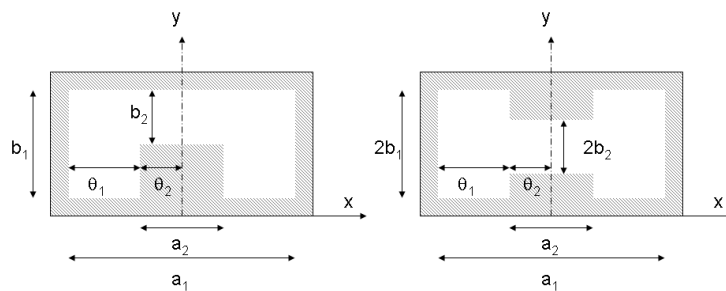


Figure 54. Dimensions des guides d'ondes à nervures, simple nervure à gauche et doubles nervures à droite.

Pour ce type de guide d'ondes, les courbes de dispersion des premiers modes sont indiquées sur la a)
b)

Figure 56. La nouvelle fréquence de coupure pour ce guide d'ondes à simple nervure, $f_{cTE,10_simple_nervure}$, sera calculée avec l'Eq.19 ci-dessous [77] :

$$f_{cTE,10_simple_nervure} = f_{c,TE10} \left(\frac{90^\circ}{\theta_1 + \theta_2} \right) \quad Eq. 19.$$

Les valeurs θ_1 et θ_2 indiquent la longueur électrique par rapport à la longueur d'onde en espace libre et seront calculées comme dans l'Eq.20 [77]. Les dimensions a_2 et a_2 sont indiquées dans la Figure 54, et λ_c est la longueur d'onde guidée à la fréquence de coupure du mode TE_{10} du guide d'ondes à nervure :

$$\theta_n = 360^\circ \left(\frac{a_n/2}{\lambda_c} \right) \quad , \quad n = 1, 2 \quad Eq. 20.$$

L'amélioration de la largeur de bande pour un guide d'onde à simple nervure est présentée sur la Figure 55 [78].

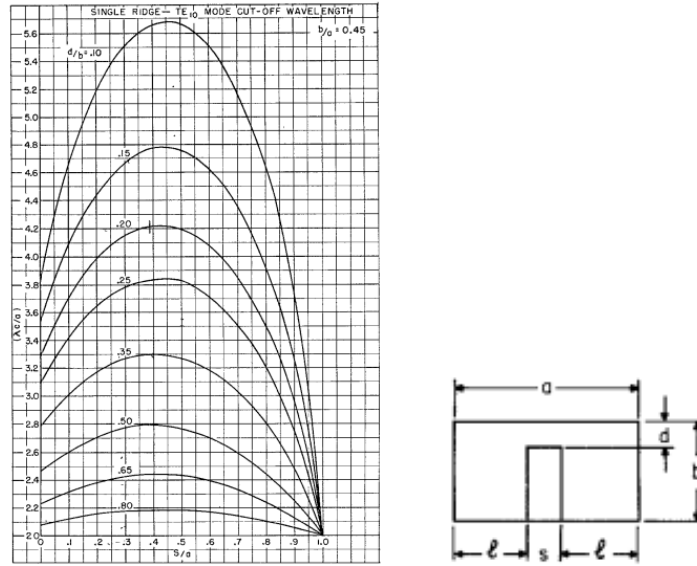


Figure 55. Amélioration de la largeur de bande pour un guide d'ondes en simple nervure selon les dimensions du guide [78].

L'utilité d'intégrer une nervure dans un guide d'ondes peut être comprise en regardant ce graphique. Si on prend par exemple $b_1/a_1=0.45$, on arrive à baisser $f_{cTE,10}$, jusqu'à un rapport de λ_c/a égal à 5.7 fois, c.f. Figure 55, ce qui revient à un rapport $f_c/f_{cTE,10_simple_nervure}$ à 2.85.

À partir des dimensions d'un guide d'ondes en bande X, où $b_1/a_1=0.44$ (10.16/22.86 mm) et d'un choix $a_2/a_1=0.3$ et $b_2/b_1=0.1$, nous aurons donc $f_{cTE,10_simple_nervure}$ autour de 2.419 GHz et $f_{cTE,20_simple_nervure}$ autour de $0.98 \times f_{cTE,20}$, ce qui veut dire 12.73 GHz. La bande de fréquence utile serait alors, tout en gardant l'idée de rester à l'abri de l'apparition du premier mode supérieur, de $1.25 \times f_{cTE,10_simple_nervure} = 3.02$ GHz à $0.95 \times f_{cTE,20_simple_nervure} = 12.09$ GHz.

Pour vérifier cette augmentation de la bande passante, un guide d'ondes à simple nervure a été modélisé avec le logiciel CST pour les dimensions choisies ci-dessus. Les résultats de simulation sont affichés dans la Figure 56.

II. SUPPORTS DE TRANSMISSION

Les fréquences de coupure pour les trois premiers modes sont, selon les simulations, 2.24 GHz pour le $f_{c,TE10}$, 13.12 GHz pour le $f_{c,TE20}$ et 14.996 GHz pour le $f_{c,TM11}$.

Par rapport aux résultats obtenus par simulation du guide d'ondes standard, Figure 48 nous avons réduit la $f_{c,TE10}$ de 6.56 GHz à 2.24 GHz, donc avec un rapport de 2.9. La lecture de la Figure 56 (pour $b_1/a_1=0.45$, $a_2/a_1=0.3$ et $b_2/b_1=0.1$), donne le rapport 2.85 ($5.7/2$), ce qui est en bon accord. La $f_{c,TE20}$ de 13.11 GHz est égale et la $f_{c,TM11}$ est repoussée de 14.75 à 14.996 GHz.

Les pertes métalliques d'un guide d'ondes à nervure sont bien plus fortes que pour un guide d'ondes standard. Les pertes évaluées par simulation pour le guide d'ondes sont de 0.5 dB/m à 10 GHz par rapport à 0.11 dB/m trouvé pour le guide d'ondes vide, c.f. le paragraphe II.2.3.

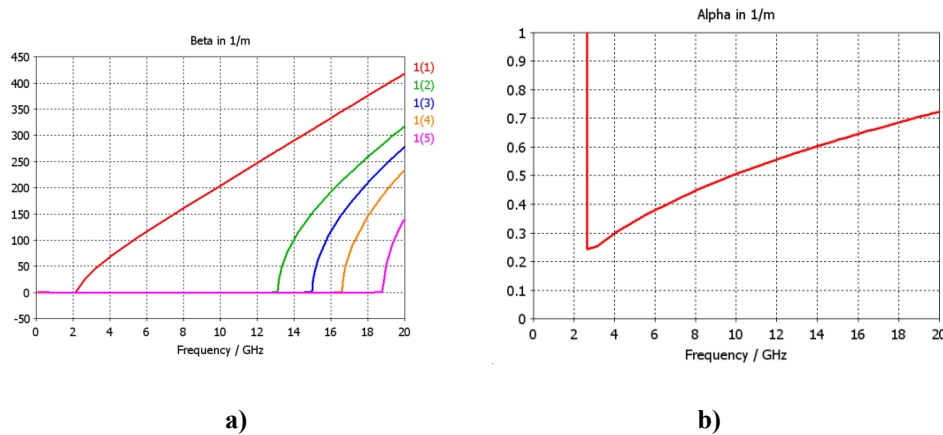


Figure 56. Résultats de simulation pour un guide d'ondes simple nervure avec $a_2/a_1=0.3$ et $b_2/b_1=0.1$, $a_1=22.86$ mm et $b_1=10.16$ mm : a) le diagramme de dispersion pour les cinq premiers modes, b) pertes métalliques (dB/m) d'un guide d'ondes à nervure en cuivre ($\sigma=5.8 \times 10^7$ S/m),

Pour conclure ce chapitre sur le guide d'ondes à nervure, nous pouvons constater l'utilité de ce type de guide d'ondes si le besoin d'élargir la bande passante du guide est indispensable.

II.4 Guide d'ondes intégré dans un substrat

II.4.1 Guide d'ondes multicouches

Le guide d'ondes pourra être intégré dans un substrat, comme le montre la Figure 57 issue d'une publication qui date de 1998 [79]. Ici, dans un matériau diélectrique, deux rangées de trous métallisés ou *vias* remplaceront les parois verticales d'un guide standard, une couche métallique sera placée en dessous et au-dessus pour remplacer les parois horizontales. Ce type de guide est nommé guide d'ondes multicouches (*Laminated WaveGuide* ou *Substrate Integrated Waveguide*, en anglais, correspondante aux sigles [LWG](#) et [SIW](#), respectivement). Le [SIW](#) sous-entend plutôt un guide d'ondes intégré dans un substrat simple couche, tandis que le [LWG](#) utilise un substrat multicouches. Ces deux noms sont parfois utilisés pour le même type de guide sans justification approfondie. Ici, comme nous serons amenés à travailler avec le [LTCC](#), nous allons plutôt utiliser le terme [LWG](#).

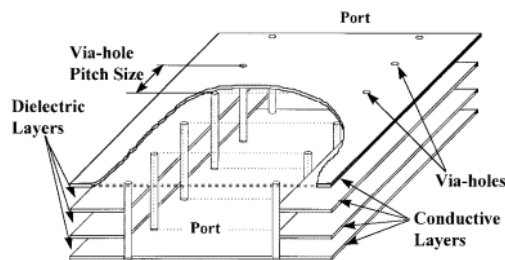


Fig. 1. Schematic diagram of laminated waveguide.

Figure 57. Guide d'ondes intégré dans un substrat, [79].

II.4.1.1 Modes de propagation et fréquences de coupure du LWG

Dans un [LWG](#), tel que montré sur la Figure 57, seuls les modes [TE_{m0}](#) ($m=1,2,\dots$) pourront se propager, les modes [TM](#) ne sont pas soutenus par le [LWG](#) à cause de la structure des vias [80]. Les courants de surface pour le mode [TE₁₀](#) tels que ce qu'illustre la Figure 58. Si on ouvre le guide aux endroits marqués en gris sur les parois verticales, ces ouvertures ne coupent pas ces courants et le mode peut toujours exister. Dans le [LWG](#), les rangées de vias synthétiseront ces parois verticales avec des ouvertures, ainsi le mode [TE₁₀](#) peut exister. Par contre, pour le mode [TM₁₁](#), les courants de surface sont perpendiculaires aux vias et les ouvertures entre les vias ne permettent donc pas à ces courants de

circuler. Le mode TM_{11} , ni aucun autre mode TM d'ailleurs, ne peut donc être supporté par ce type de guide.

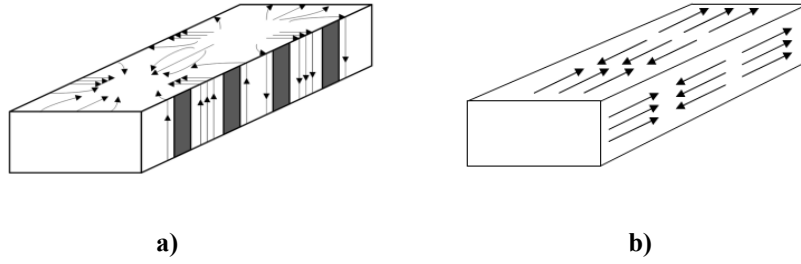


Figure 58. Les courants de surface pour : a) le mode TE_{10} dans un guide d'ondes [80], b) le mode TM_{11} .

Les fréquences de coupure pour les modes TE_{mn} seront calculées avec l'Eq.3. Puisque le substrat a une permittivité relative $\epsilon_r > 1$, les fréquences de coupure vont être diminuées par un facteur correspondant à la racine carrée de ϵ_r , si la dimension a reste inchangée. Pour le mode fondamental TE_{10} , avec a supérieur à b , il faut remplacer l'Eq.5 par l'Eq.21, où est prise en compte la permittivité du substrat.

Ici a_{LWG} est la largeur équivalente qui dépend de la distance entre les deux rangées de vias, mais aussi du diamètre des vias et de leurs entraxes dans la même rangée. Plusieurs manières de calculer cette largeur équivalente ont été proposées, ici nous avons retenue celle proposée en [81], Eq.22, où a désigne la largeur d'un guide d'ondes standard pour lequel on souhaite une certaine fréquence de coupure, d le diamètre des vias et p l'entraxe des vias de même rangée.

$$f_{cTE,10_LWG} = \frac{c}{2\sqrt{\epsilon_r} \times a_{LWG}} \quad Eq. 21.$$

$$a_{LWG} = a - \frac{d^2}{0.95p} \quad Eq. 22.$$

En considérant cette formule, on peut conclure que, pour obtenir une même fréquence de coupure dans un LWG par rapport au guide d'ondes métallique vide, il faut compenser la dimension a , ici dénommée a_{LWG} , ce qui veut dire que le LWG sera moins encombrant que le guide d'ondes pour un fonctionnement dans la même gamme de fréquences.

Donc, pour construire un LWG dans un matériau de permittivité relative, $\epsilon_r = 4$, et pour pouvoir le comparer avec le guide en bande X utilisé dans le paragraphe II.2, la dimension a_{LWG} sera de 11.43 mm (pour $f_{cTE,10_SIW} = 6.562$ GHz).

Pour calculer la longueur d'onde guidée du LWG , il suffit d'utiliser les équations données dans le paragraphe II.2.1.

II.4.1.2 Pertes d'insertion du LWG

Nous avons déjà précisé que les pertes d'un [LWG](#) seront plus fortes que celles d'un guide d'ondes métallique vide. Selon [82], ces pertes sont la somme des pertes diélectriques, α_d , des pertes métalliques, α_c et des pertes par rayonnement (fuites entre les vias), α_r . Normalement, pour un [LWG](#), les pertes diélectriques sont les plus fortes, suivies par les pertes métalliques, et ensuite les pertes par rayonnement.

Les pertes métalliques sont liées à la conductivité de la métallisation des vias, de leur espacement, s , de leur diamètre, D . Pour minimiser ces pertes, un grand diamètre est à préférer avec peu de distance entre les vias, qui font alors office de parois. Selon [82], où est faite une comparaison, en bande Ka , entre un [LWG](#) et un guide d'ondes métallique rempli avec le même diélectrique, les deux guides ayant la même hauteur b , les pertes totales sont légèrement plus fortes pour le [LWG](#) que pour le [WG](#) (21 dB/m par rapport à 20 dB/m respectivement, à 30 GHz). Ces simulations ont été répétées dans notre laboratoire avec l'outil [CST](#), et nous avons aussi pu valider les données de l'article. Donc, la conclusion sera qu'un [LWG](#) conçu d'après les règles de conception données dans [82], a des performances très légèrement inférieures à celles d'un guide d'ondes métallique rempli avec le même diélectrique.

Pour les pertes métalliques, l'Eq.10 sera suffisante pour faire une première approximation avec l'impédance intrinsèque du milieu calculée η égale à $\sqrt{\mu/\epsilon}$. Une des spécificités du [LWG](#) étant sa faible hauteur, il faut aussi comprendre que les pertes métalliques sont assez fortes à cause du faible ratio entre les dimensions b et a , c.f. la Figure 51.

Les pertes diélectriques sont liées au facteur [tan \$\delta\$](#) et à la permittivité relative, comme indiqué dans l'Eq.18 du paragraphe II.2.4. La Figure 52 est valide dans le cas du [LWG](#), comme pour le [WG](#) traditionnel, rempli avec un matériau diélectrique.

Les pertes par rayonnement (à cause des fuites entre les vias) peuvent être minimisées par le choix du diamètre des vias et de leur espacement en suivant la recommandation d'un ratio $s/d < 2.5$, où s désigne la distance centre-à-centre entre les vias et d correspond au diamètre de ces vias, [82]. Les résultats de simulations [CST](#) pour la structure proposée dans [82] montrent que les pertes par rayonnement sont extrêmement faibles, ~ 0 dB/m, avec, dans ce cas, $s = 1.5$ mm et $D = 0.8$ mm.

II.4.1.3 Simulation d'un LWG en bande X

Pour pouvoir comparer le [LWG](#) avec d'autres supports de transmission, nous avons synthétisé un [LWG](#) en bande X sous [CST](#). La même démarche, qui a été utilisée dans [82], a été répétée pour trouver les pertes métalliques, diélectriques et par rayonnement. Pour cette structure, les dimensions sont choisies comme cela est indiqué sur la Figure 59. Les vias et les plaques métalliques sont soit en

[PEC](#) (conducteur électrique parfait) soit en cuivre ($\sigma = 5.8 \times 10^7$), et le diélectrique a une permittivité relative de 10 et une $\tan\delta$ de 0.003, cela afin de permettre la comparaison avec les résultats obtenus précédemment pour le guide classique.

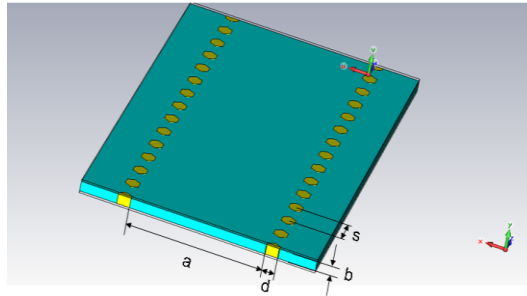


Figure 59. Dimensions du [LWG](#) en bande X : $a=7.25$ mm, $b=0.5$ mm, $d=0.8$ mm et $s=1.5$ mm. Le [LWG](#) est couvert avec une plaque métallique sur les faces inférieure et supérieure. Ces plaques ne sont pas visibles sur cette image.

Il y aura donc quatre cas de simulation à partir desquels nous pourrons ensuite déduire les pertes par rayonnement, métalliques et diélectriques. Ces simulations permettent de récupérer soit directement la valeur des coefficients de pertes, α , à la suite de chaque simulation, soit le coefficient de transmission, S_{21} , qui divisé par la longueur du [LWG](#) donne les pertes souhaitées en dB/m. Les résultats de ces simulations sont présentés dans le Tableau 5.

La dernière simulation est pour le même [LWG](#), mais avec de l'or au lieu du cuivre comme métal. Cette simulation est effectuée puisque, dans certains cas, l'or sera choisi comme métal plutôt que le cuivre.

Tableau 5. Résultats de simulation pour un [LWG](#) en bande X pour en déduire les pertes par rayonnement, métalliques et diélectriques.

	σ [S/m]	ϵ_r'	$\tan\delta$	α_{sim} [Np/m]	α_{sim} [dB/m]	Commentaire	α [dB/m]
1	∞ (PEC)	10	0	0	0	Pertes par rayonnement, $\alpha_r = \alpha_{sim1}$	$\alpha_r = 0$
2	5.8×10^7	10	0	0.615	5.34	Pertes métalliques, $\alpha_c = \alpha_{sim2} - \alpha_r$	$\alpha_{c_Cu} = 5.34$
3	∞ (PEC)	10	3×10^{-3}	1.319	11.46	Pertes diélectriques $\alpha_d = \alpha_{sim3} - \alpha_r$	$\alpha_d = 11.46$
4	5.8×10^7	10	3×10^{-3}	1.934	16.80	Pertes totales $\alpha_{sim4} = \alpha_r + \alpha_c + \alpha_d$	$\alpha_{tot} = 16.80$
5	4.1×10^7	10	0	0.693	6.02		$\alpha_{c_Au} = 6.02$

II.4. GUIDE D'ONDES INTÉGRÉ DANS UN SUBSTRAT

Ce guide a une fréquence de coupure à 6.52 GHz selon les simulations. Les résultats seront comparés avec les autres types de support de transmission à la fin de ce chapitre II.

Le diagramme de dispersion pour ce guide d'ondes [LWG](#), en bande *X*, est illustré sur la Figure 60. La dispersion est similaire à celle d'un guide standard métal, c.f. la Figure 48. Par rapport au guide standard métal, nous voyons ici que les deux premiers modes ([TE₁₀](#) et [TE₂₀](#)) apparaissent à des fréquences de 6.48 GHz et de 12.97 GHz, tandis que le troisième mode qui apparaît à 19.46 GHz est le [TE₃₀](#).

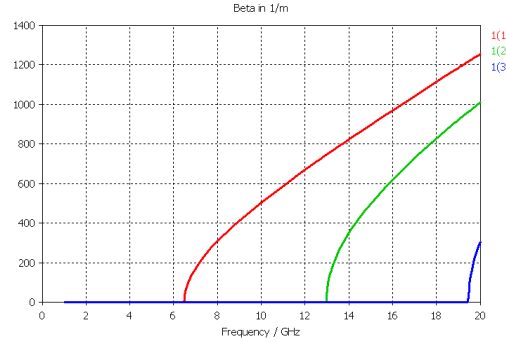


Figure 60. Diagramme de dispersion pour un [LWG](#), à partir de simulations [CST](#). Les modes [TE₁₀](#), [TE₂₀](#) et [TE₃₀](#), sont présents.

II.4.1.4 Limitation en fréquence pour un LWG due aux vias

Les [LWG](#)s de ce type sont restreints en utilisation à des fréquences très hautes, dû aux limitations des dimensions de diamètre des vias et des distances entre eux, dans la même rangée. Des règles de conception, proposées entre autre dans [83], stipulent ce qui suit :

$$d < \frac{\lambda_g}{5} \quad \text{Eq.23.}$$

et

$$p \leq 2d \quad \text{Eq.24.}$$

où d est le diamètre du via, p est la distance entre deux vias centre-à-centre, c.f. Figure 59, et λ_g est la longueur d'onde guidée, calculée selon [Eq.7](#). La longueur d'onde guidée est la plus courte en la fréquence d'utilisation monomode maximale, c.à.d. à $1.9 \times f_{\text{cTE}_{10}}$, où elle est de $1.176 \times \lambda_0$. Il va donc falloir utiliser cette valeur pour trouver la limitation en fréquence. Donc, après une petite manipulation on retrouve l'[Eq.25](#).

$$f_{\text{limite}} \leq \frac{2c_0 \times 1.176}{5p\sqrt{\epsilon_r}} \quad \text{Eq.25.}$$

Dans la Figure 61, est tracée f_{limite} comme une fonction de p et ϵ_r . Il est évident que les rangées de vias métallisés impliquent une limitation d'utilisation du **LWG**, surtout si la permittivité relative est choisie forte. En plus, la condition que la distance entre vias soit inférieure à deux fois leur diamètre, est difficile à réaliser pour la plupart des fabricants.

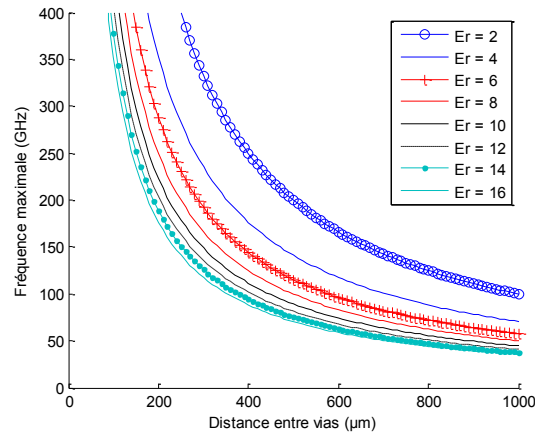


Figure 61. Fréquence maximale d'utilisation pour un **LWG en fonction de la distance entre vias et de la permittivité relative. Sous condition que le diamètre soit inférieur à la longueur d'onde guidée divisée par 5 et que la distance entre vias soit inférieure à deux fois le diamètre.**

Dans la thèse de Dousset [84] est également démontré que ce type de guide d'ondes avec des vias, ou cubes comme parois, réduit la largeur de bande par rapport à un guide d'ondes standard. La conception doit être minutieuse pour ne pas perdre plus que nécessaire.

II.4.2 LWG à nervure

Pour valider la faisabilité d'un **LWG** à nervure, un tel dispositif a été conçu et validé sous **CST**. Les dimensions du guide en bande X ont été conservées, et deux rangées de vias (en cuivre) de plus ont été rajoutées avec une plaque métallique les reliant entre eux. Dans cet essai, nous avons positionné les rangées de vias qui formeront la nervure de telle manière que le ratio a_2/a_1 soit égal à 0.52 et $b_2/b_1=0.1$. La Figure 62 montre les différents éléments qui constituent ce **LWG** à nervure avec les deux rangées de vias extérieurs qui font les parois verticales en contact avec les plaques métalliques en-dessus et en dessous, et les deux rangées de vias centrales qui ne touchent pas la plaque métallique du dessus.

II.4. GUIDE D'ONDES INTÉGRÉ DANS UN SUBSTRAT

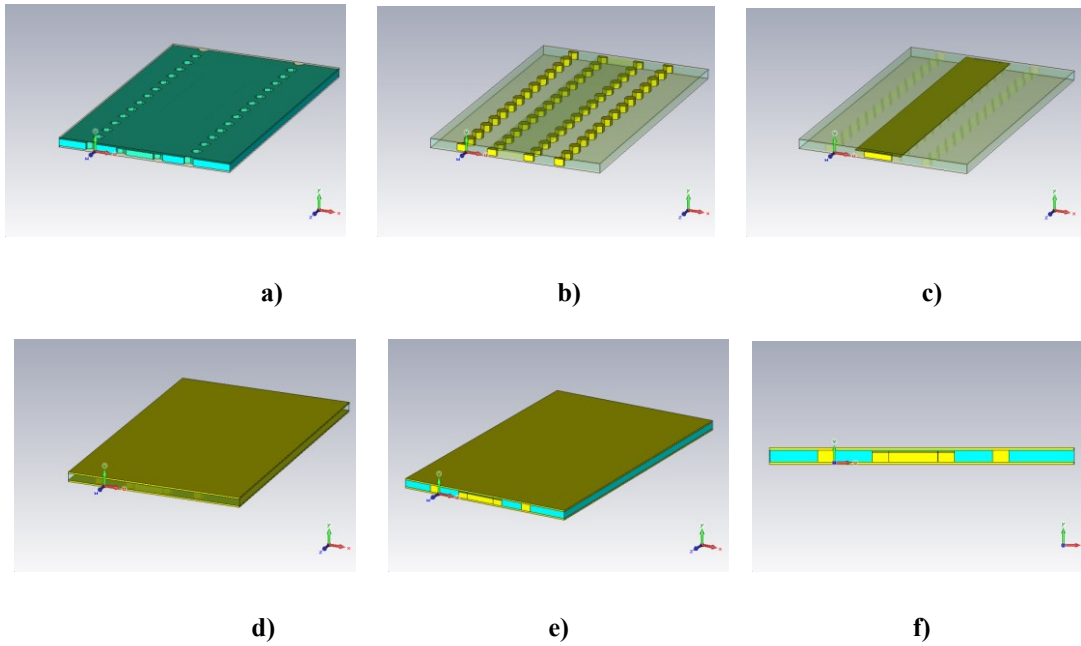


Figure 62. Illustration du modèle du guide à nervure : a) le diélectrique, b) les vias c) la plaque métallique qui joint les deux rangées de vias du milieu pour former la nervure, d) les plaques métalliques de dessus et en bas, e) vue en perspective, f) vu en coupe.

La simulation donne une fréquence de coupure pour le premier mode de 2.28 GHz (par rapport à 6.47 GHz dans les simulations d'un [LWG](#) sans nervure), donc une amélioration d'un rapport de 2.8. Selon Figure 55, nous devrions retrouver une amélioration d'à peu près 2.7 fois ce qui semble correct, selon les résultats de la Figure 63 où se trouve le diagramme de dispersion pour les deux premiers modes. Les pertes totales de ce [LWG](#) à nervure sont de 44.62 dB/m, où α_r vaut 0 dB/m, α_{c_Cu} 35.57 dB/m et α_d 9.00 dB/m, valeurs obtenues après avoir suivi le même schéma de simulations que celui présenté pour le [LWG](#) (Tableau 5). Par rapport au [LWG](#), nous avons ici des pertes beaucoup plus fortes (44.62 dB/m à comparer avec 16.80 dB/m c.f. le Tableau 5) ce qui est normal puisque la structure contient beaucoup plus de métal.

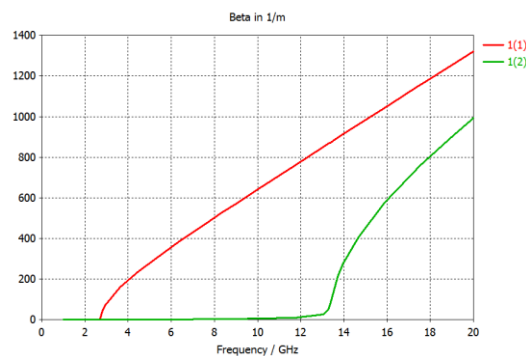


Figure 63. Diagramme de dispersion pour les différents modes d'un [LWG](#) à nervure, ici les deux premiers modes [TE₁₀](#) et [TE₂₀](#).

II.4.3 LWG en tranchées métallisées

Dans [85] il est proposé de remplacer les rangées de vias par des tranchées métallisées pour délimiter le [LWG](#), (Figure 64). Ceci n'est pas toujours possible en fonction du type de technologie de réalisation, mais pour le [LTCC](#), que nous allons utiliser, cette solution est réalisable. Ce type de [LWG](#), sans ou avec nervure centrale, ne souffre pas des contraintes d'entraxe entre vias, qui est en fait un facteur de limitation pour la fabrication, et ne souffrira donc pas d'un risque de pertes par rayonnement, ce qui ne peut qu'améliorer le fonctionnement du [LWG](#). Aussi, les modes [TM](#) seront présents.

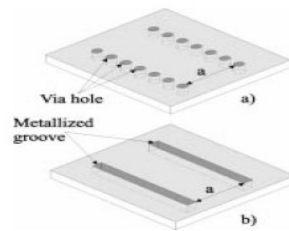


Figure 64. Tranchées métallisées au lieu de rangées de vias [85].

Ce type de guide est fabriqué et rapporté en 2009 par une autre équipe de chercheurs et validé entre 20 et 40 GHz [86]. Pour comparer, ils ont fabriqué deux guides, les deux en [LTCC](#), un avec des rangées de vias et un avec des tranchées. Selon les auteurs, les deux types de guides avaient les mêmes caractéristiques s'agissant des mesures des paramètres S . Dorénavant, nous allons l'appeler [GLWG](#) (*Grooved Laminated WaveGuide*) pour faciliter l'écriture.

La comparaison entre supports de transmission doit inclure le [GLWG](#). Nous avons alors modélisé un [GLWG](#) en bande X , sous [CST](#), pour voir si les pertes métalliques sont moindres avec ce support. La démarche est la même qu'utilisée auparavant. Le Tableau 6 reprend le résultat qui est presque exactement une copie du résultat du [GLWG](#) donné précédemment. Ceci est attendu puisque, dans le cas du [LWG](#) la distance entre les vias ne permet pas des fuites d'onde à travers les parois. Par contre, si leur entraxe augmente, des pertes de rayonnement vont apparaître et le résultat sera moins bon pour le [LWG](#) que pour le [GLWG](#).

Tableau 6. Résultats de simulation pour un [GLWG](#) en bande X pour en déduire les pertes par rayonnement, métalliques et diélectriques¹⁰.

	σ [S/m]	ϵ_r'	$\tan\delta$	α_{sim} [Np/m]	α_{sim} [dB/m]	Commentaire	α [dB/m]
1	∞ (PEC)	10	0	0		Pertes par rayonnement, $\alpha_r = \alpha_{sim1}$	$\alpha_r = 0$
2	5.8×10^7	10	0	0.614	5.33	Pertes métalliques, $\alpha_c = \alpha_{sim2} - \alpha_r$	$\alpha_{c_Cu} = 5.33$
3	∞ (PEC)	10	3×10^{-3}	1.318	11.45	Pertes diélectriques $\alpha_d = \alpha_{sim3} - \alpha_r$	$\alpha_d = 11.45$
4	5.8×10^7	10	3×10^{-3}	1.933	16.79	Pertes totales $\alpha_{sim4} = \alpha_r + \alpha_c + \alpha_d$	$\alpha_{tot} = 16.78$
5	4.1×10^7	10	0	0.693	6.02		$\alpha_{c_Au} = 6.02$

II.4.4 Gap Waveguide

Le *gap waveguide* est apparu pour la première fois en 2009 [87]. Ce guide d'ondes est réalisé entre deux plaques métalliques parallèles, dont une des plaques est reliée à un ensemble de plots métalliques répartis, de part et d'autre de la nervure centrale, de manière répétitive [88]. Cet ensemble, comme le montre la Figure 65, forme une structure de type matériau à bandes interdites (*electronic bandgap*) qui empêche l'onde de se propager hors de la nervure, formant un conducteur magnétique parfait. Grâce à cela, les parois verticales d'un guide d'ondes standard ne sont plus nécessaires. Comme l'onde se propage dans un milieu vide, les pertes diélectriques de ce support de transmission sont très faibles dans la bande passante.

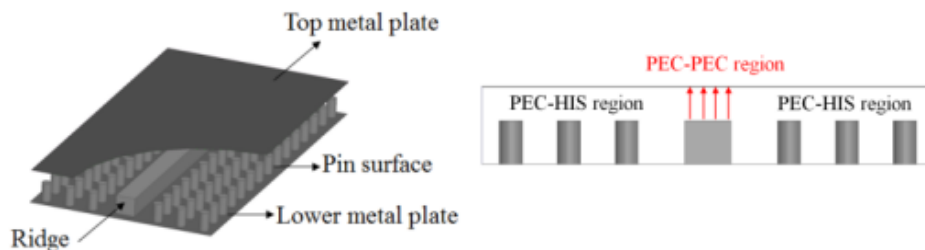


Figure 65. Structure du *gap waveguide* [88].

Les avantages de cette structure sont surtout des pertes moindres par rapport aux autres types de guide et une très bonne isolation entre lignes adjacentes. Ce type de guide pourra être réalisé en [LTCC](#) vu sa structure. La hauteur des plots doit être égale à $\lambda_g/4$, ce qui limite la possibilité de choisir la fréquence d'utilisation librement, puisque en [LTCC](#) l'épaisseur est proportionnelle au nombre de couches.

II.4.5 WG réalisé en LTCC

Quant au [LTCC](#), des guides d'ondes vides [WG](#) ont été réalisés dans la bande de fréquence 140 à 200 GHz, après le développement d'un procédé de fabrication spécifique [89]. La Figure 66 montre le synopsis, la technologie de sérigraphie sur les murs verticaux et finalement une coupe transversale d'un guide finalisé. Des guides de 10, 20 et 30 mm de longueur ont été réalisés et ils ont été mesurés avec des pertes de ~130 à 190 dB/m dans la bande de fréquence de 140 à 200 GHz, ce qui donne un écart énorme par rapport à la valeur théorique, 9.60 dB/m à 160 GHz selon calcul [CST](#), et qui dépend, selon l'auteur, de la rugosité mal maîtrisée dans ces premières réalisations [89]. Par rapport aux valeurs rapportées dans le paragraphe III.1.1, les pertes mesurées de ce [WG](#) semblent trop fortes pour que nous mettions en place ce type de réalisation où il faut avoir une maîtrise du procédé de fabrication bien mûre.

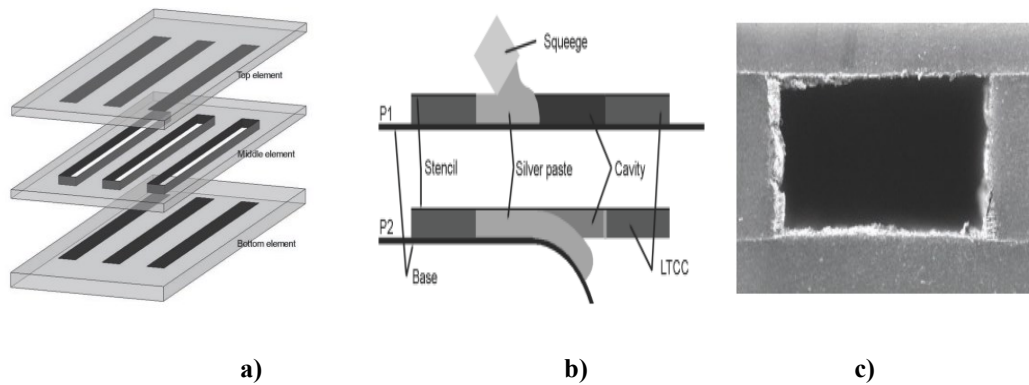


Figure 66. Illustration d'un [WG](#) réalisé en [LTCC](#) : a) synopsis, b) métallisation des murs verticaux P1 montre le remplissage d'encre conductrices et P2 la dissociation de feuille de base, c) coupe transversale du guide finalisé [89] .

II.5 Comparaison des supports de transmission

Après avoir passé en revue les différents types de supports de transmission, il est nécessaire de les comparer et de conclure sur leur utilisation potentielle. Pour cela, nous avons pris le soin de présenter les principales sources de pertes dans des graphiques, calculées à 10 GHz afin de faciliter la comparaison. Dans le Tableau 7, nous reprenons les données issues des calculs.

Tableau 7. Comparaison des supports de transmission à 10 GHz.

Support	α_d [dB/m]	α_c [dB/m]	α_r [dB/m]	Fréquence d'utilisation [GHz]	Remarque
Guide d'ondes vide	0	0.108	0	8.20 à 12.46	Dimensions d'un guide en bande X, en cuivre ($\sigma=5.8 \times 10^7$ S/m), $b=0.5a$
Guide d'ondes rempli avec un diélectrique	11.44	0.108	0	8.20 à 12.46	La largeur du guide est adaptée pour la bande X, la hauteur identique à celle du guide vide $\epsilon_r=10$ et $\tan\delta=3 \times 10^{-3}$, métal cuivre ($\sigma=5.8 \times 10^7$ S/m)
Guide d'ondes vide à simple nervure	0	0.53	0	$2.04 \times 1.25=2.55$ GHz à $0.95 \times 13.1=12.44$ GHz	Dimensions d'un guide en bande X, avec $b=0.5a$, $a_2/a_1=0.3$ et $b_2/b_1=0.1$, métal cuivre ($\sigma=5.8 \times 10^7$ S/m)
<u>LWG</u>	11.46	5.34 [6.02*]	0	$6.52 \times 1.25=8.15$ GHz à $0.95 \times 13.04=12.39$ GHz	$a=7.25$ mm, $b=0.5$ mm, $d=0.8$ mm, $S=1.5$ mm $\epsilon_r=10$, $\tan\delta=3 \times 10^{-3}$, vias et plaques sont en cuivre ($\sigma=5.8 \times 10^7$ S/m), [or*]
<u>GLWG</u>	11.45	5.33 [6.02*]	0	$6.52 \times 1.25=8.15$ GHz à $0.95 \times 13.04=12.39$ GHz	$a=7.22$ mm, $b=0.5$ mm, $d=0.8$ mm, $S=1.5$ mm $\epsilon_r=10$, $\tan\delta=3 \times 10^{-3}$, vias et plaques sont en cuivre ($\sigma=5.8 \times 10^7$ S/m), [or*]

LWG à nervure	9.00	35.57	0	$2.57 \times 1.25 = 3.21$ GHz à $0.95 \times$ $13.44 \text{ GHz} = 12.77$ GHz	Dimensions d'un LWG en bande X , avec $b = 0.077a$, $a_2/a_1 = 0.52$ et $b_2/b_1 = 0.1$, métal cuivre ($\sigma = 5.8 \times 10^7 \text{ S/m}$)
----------------------	------	-------	---	--	---

À partir des résultats présentés dans ce chapitre, nous pouvons également rassembler les observations qui ont été faites précédemment :

- * Pour un guide d'ondes vide, les pertes métalliques pour le mode **TE**₁₀ sont plus faibles que les pertes des modes supérieurs, on restera toutefois monomode avec une fréquence d'utilisation de $1.25 \times f_{\text{cTE},10}$ à $1.95 \times f_{\text{cTE},10}$. La dimension optimale de la hauteur b pour minimiser ces pertes est $0.5 \times a$.
- * Un guide d'ondes à nervure servira à élargir la bande de fréquence utile d'un facteur de plusieurs unités.
- * Pour toute utilisation des supports de transmission incluant un matériau diélectrique, la $\tan \delta$ doit être aussi petite que possible, cela est surtout important pour des matériaux avec une forte permittivité, ϵ_r' .
- * Tout guide d'ondes, sauf le **LWG** à nervure, a moins de pertes qu'une ligne micro-ruban, mais est limité à une utilisation dans une bande de fréquence plus restreinte.
- * Pour tout guide d'ondes, la hauteur doit, si possible, être choisie pour que l'égalité $b = 0.5 \times a$ soit remplie pour minimiser les pertes.
- * Le **GLWG** sera un meilleur choix que le **LWG** en ondes millimétriques, du fait de l'absence de rayonnement.

II.6 Conclusion

Suite à l'étude des différents types de guides et de leurs performances, nous avons vu que le guide rempli avec un matériau diélectrique comme le [LWG](#) pourrait être réalisable en [LTCC](#). Les guides vides en [LTCC](#) démontrés par VTT [89] ne sont pas vraiment performants quand il s'agit des pertes mesurées et, de plus, leur réalisation pratique est encore plus difficile que les [LWGs](#) remplis avec du diélectrique.

Le [LWG](#) à nervure sera intéressant pour une application très large bande. On pourra aussi imaginer utiliser une même dimension de [LWG](#) à nervure pour tout dispositif dans le but de standardiser les transitions. On pourra envisager de réaliser un module pour l'intégration des puces millimétriques, qui couvre 40 à 200 GHz. La seule différence entre les modules sera l'aménagement des plots d'alimentation du courant continu, ainsi que le positionnement des plots [RF](#) adapté selon la dimension de la puce. Le désavantage de ce type de guide d'ondes, en comparaison avec le [LWG](#), est la complexité ajoutée pour sa réalisation en [LTCC](#), car il doit être réalisé sur plusieurs couches.

Le *gap waveguide* est intéressant, mais probablement difficile à fabriquer au vu du nombre de vias nécessaire pour former la surface de type matériau à bandes interdites. Toutefois, ceci est testé au sein du laboratoire dans le cadre d'une autre thèse.

Dans la suite, nous passons à la conception et la réalisation des dispositifs pour valider nos moyens de fabrication et de mesures. S'agissant du [LWG](#), nous manquons d'expérience sur ce type de fabrication en technologie [LTCC](#). Pour le [GLWG](#), nous n'avons jamais réalisé des tranchées. Peu d'exemples existent dans la littérature, démontrant leur faisabilité en [LTCC](#). Tout ceci nous conduit à améliorer notre expertise en procédés de fabrication, pour ensuite chercher à réaliser des dispositifs bien au-delà de 30 GHz, fréquence « maximale » que nous atteignons aujourd'hui. L'un des buts de ce travail est donc de chercher les limites en fréquence pour le [LTCC](#), ce qui est plus une question de petites dimensions et haute précision de fabrication. Comme nous venons de le voir, le choix d'un [GLWG](#) sera plus favorable qu'un [LWG](#) ayant des vias métallisés.

III. Conception et validation de briques de base

TABLE DE MATIÈRES CHAPITRE III :

III.	Conception et validation de briques de base	97
III.1	Briques de base en LTCC	98
III.1.1	Conception d'un GLWG « limite ».....	98
III.1.2	Conception d'un GLWG à nervure « limite ».....	99
III.1.3	Conception d'une transition CPW vers GLWG pour mesures sous pointes	100
III.2	Validation expérimentale de supports de transmission en LTCC	105
III.2.1	Résultats pour les tronçons GLWGs en bande U	106
III.2.2	Résultats pour les tronçons GLWGs en bande V	109
III.2.3	Résultats pour les tronçons GLWGs en bande W	112
III.2.4	Résultats pour les tronçons GLWGs en bande G	114
III.2.5	Discussion sur les tronçons GLWG	119
III.2.6	Résultats pour les coudes de type GLWG	120
III.2.7	Résultats pour les tés de type GLWG.....	122
III.2.8	Résultats des charges de type GLWG	124
III.3	Conclusion sur les briques de base	126

III.1 Briques de base en LTCC

L'objectif de cette thèse est de construire des modules en ondes millimétriques afin d'intégrer un système quelconque. Pour pouvoir définir la limite en fréquences et préciser plus rigoureusement le cahier des charges de ces modules, il est nécessaire de faire des réalisations expérimentales sur la base du [LTCC](#) du fabricant retenu [ESL](#), et des restrictions de fabrication qui sont mises en place. Nous avons vu que le [LWG](#) a de bons atouts pour être choisi comme support principal, grâce à ses plus faibles pertes et sa bonne isolation entre lignes. Pour monter plus haut en fréquences, le [GLWG](#) est un choix encore plus pertinent et nous l'avons retenu pour les réalisations présentées dans la suite. Nous présentons ici des guide d'ondes réalisés en [LTCC ESL41110](#) et validés expérimentalement dans les bandes U , V , W et D .

III.1.1 Conception d'un GLWG « limite »

Le [GLWG](#) a été introduit dans le paragraphe II.4.3. Comme nous l'avons constaté, à des fréquences très élevées, ce type de support de transmission a l'avantage d'être parfaitement isolé vers l'extérieur et ne se pose pas la question du diamètre des vias, ni de leur entraxe sur une même rangée. La difficulté repose plutôt dans la fabrication de ce type de support, c'est pourquoi il est peu répandu (ainsi que probablement l'habitude de réaliser des [LWGs](#) avec des trous métallisés). Pour le construire, il faut s'adapter aux règles de conception pour choisir les dimensions. Comme nous n'avions jamais réalisé des [GLWGs](#), les dimensions sont choisies selon ce qui semble réalisable. Ainsi, la distance entre tranchées, qui doit être minimale pour aller aux limites de fréquence, est choisie à 600 μm et la largeur des tranchées de 150 μm (avec une dimension minimale des vias de 150 μm selon nos règles de conception).

Un modèle de simulation sous [CST](#) pour ce guide d'ondes ayant une épaisseur de 75 μm est illustré sur la Figure 67. Avec a égal à 600 μm , ce dispositif fonctionne dans la bande de fréquence appelée bande G (140-220 GHz). La Figure 68 montre les paramètres S pour un guide d'ondes de longueur de 4 mm.

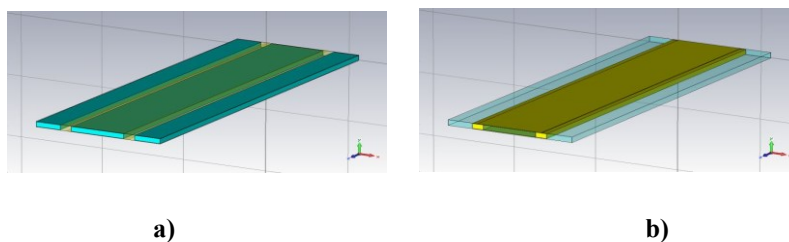


Figure 67. Conception d'un [GLWG](#) limite sous [CST](#), $a=600 \mu\text{m}$, $b=75, 150, 225$ et $300 \mu\text{m}$ et la largeur de rainure est de 130 μm : a) partie diélectrique, b) partie métallisée.

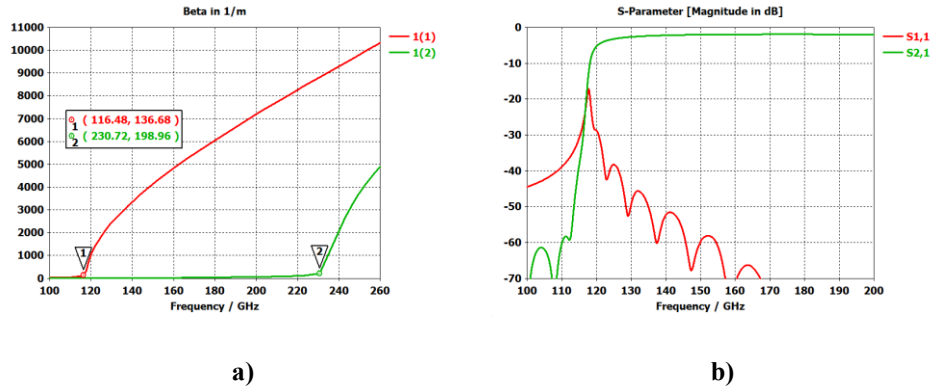


Figure 68. Résultats de simulation du **GLWG** « limite » sur une couche : a) diagramme de dispersion pour les deux premiers modes, TE_{10} et TE_{20} , b) pertes d'insertion et coefficient de réflexion pour le mode TE_{10} . La longueur totale du guide d'ondes dans cet exemple est 4.0 mm donnant des pertes d'insertion de 2.08 dB à 147 GHz.

III.1.2 Conception d'un GLWG à nervure « limite »

Nous avons vu auparavant que, pour améliorer la largeur de bande, un guide d'ondes à nervure peut être utile. Nous allons donc construire un **GLWG** à nervure adapté aux limites de fabrication de notre procédé **LTCC** pour connaître les limitations en fréquence.

Pour aller le plus haut possible en fréquence, il faut faire en sorte que la dimension a_1 reste aussi petite que possible, ainsi nous choisissons un entraxe de $3 \times d$ (où d est la largeur d'une tranchée) entre les tranchées qui font les parois et la nervure au milieu.

Nous allons donc choisir a_1 égale à 750 μm . Pour la dimension de la nervure, elle sera fixée à une tranchée de 150 μm de largeur, ce qui par conséquent donne la valeur a_2 . Donc, le ratio a_2/a_1 est égal à 0.2. Pour la suite, nous pouvons choisir b_1 à partir des abaques [78] ; soit $b_1 = 0.136 \times a_1$ ce qui donne b_1 de 102 μm , qui n'est pas réalisable avec chaque couche **LTCC** de 75 μm , soit $b_1 = 0.5 \times a_1$ ce qui vaut 375 μm , soit 5 couches **LTCC**. La Figure 69 reprend les dimensions plus clairement.

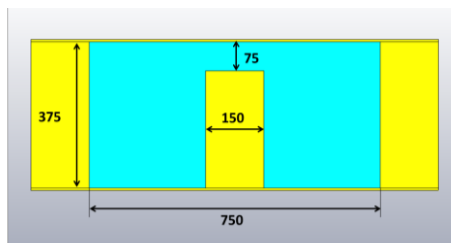


Figure 69. Dimensions [μm] du **GLWG** à nervure « limite ».

Les simulations donnent la fréquence de coupure de 42.3 GHz pour le mode TE_{10} 196.6 GHz pour le TE_{20} . Les pertes totales à 147 GHz sont 0.278 dB/mm, ou 0.28 dB/ λ_g . La Figure 70 montre le

diagramme de dispersion pour les deux premiers modes ainsi que le coefficient de transmission, S_{21} , et de réflexion, S_{11} , pour le mode TE_{10} de ce guide.

Nous allons désormais appeler ce type de guide d'ondes à nervure avec les parois et la nervure réalisées par des tranchées métallisées *Ridged Grooved Laminated WaveGuide*, [RGLWG](#). La Figure 71 illustre les tranchées et la nervure qui remplace les rangées de vias.

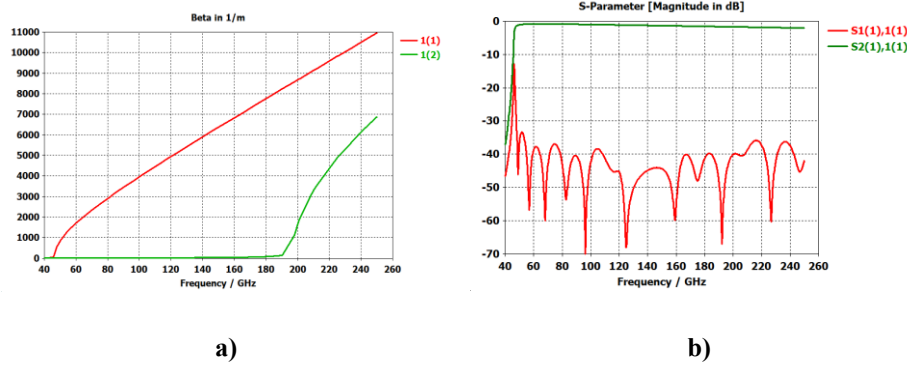


Figure 70. Résultats issus d'une simulation d'un [RGLWG](#) avec les dimensions comme indiqué sur la Figure 71 : a) diagramme de dispersion pour les deux premiers modes, b) paramètres S .

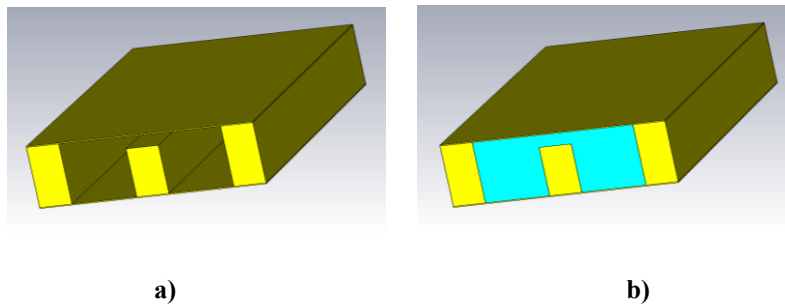


Figure 71. Réalisation du [RGLWG](#) : a) partie or, b) le [LTCC](#) et l'or.

En conclusion, la fréquence maximale d'utilisation de notre système [LTCC](#), pour le [RGLWG](#) sera de $0.9 \times f_{cTE,20_simple_nervure}$ égale ici à 176.9 GHz, donc un peu plus basse par rapport au [GLWG](#) « limite », mais ici l'intérêt sera l'augmentation formidable de la largeur de bande. Nous arrivons à une bande de 52.9 GHz à 176.9 GHz pour l'exemple d'un [RGLWG](#) « limite ».

III.1.3 Conception d'une transition CPW vers GLWG pour mesures sous pointes

Nous avons à notre disposition au laboratoire des moyens pour réaliser des mesures de 40 MHz jusqu'à 65 GHz sous pointes [GSG](#) (*Ground Signal Ground*) avec 150 μm d'entraxe (*pitch*) et jusqu'à 170 GHz avec des pointes de 100 μm de *pitch*. Pour pouvoir mesurer des [GLWG](#), il faut réaliser une transition [CPW](#) vers [GLWG](#) adaptée à ces pointes. Pour l'intégration finale des puces [MMIC](#) dans le module [LTCC](#), nous avons potentiellement besoin de transitions [MS](#) vers [GLWG](#). Le [GLWG](#) en [ESL41110](#)

pourrait fonctionner jusqu'à 212 GHz selon notre étude précédente, mais comme les pointes [GSG](#) ne dépassent pas 170 GHz en utilisation, nous allons donc viser 170 GHz comme fréquence maximale pour cette transition.

Dans la littérature, on peut trouver beaucoup de transitions, dont sont présentées ici les plus adaptées à nos besoins. Dans [79], une transition [LWG](#) vers [CPW](#) est proposée avec une sonde descendant partiellement dans le [LWG](#) par une ouverture de la couche métallique supérieure. La sonde est positionnée à $\lambda_g/4$ du bout du guide. Cette publication ne chiffre pas la performance de cette transition. Par contre, dans [90] on décrit une transition [CPW](#) vers [SIW](#) avec 66 % de largeur de bande, comme illustré dans la Figure 72. Ces deux transitions ont besoin d'un via pour passer le signal de la couche métallique supérieure dans la structure.

Trois transitions qui nécessitent pas de via central pour passer le signal du [CPW](#) vers [LWG](#) sont celles illustrées sur la Figure 73, dont la première passe d'un [CPW](#) à une ligne micro-ruban avant de passer en [LWG](#) [91], la deuxième utilise une ligne micro-ruban directement connectée à la plaque supérieure du [LWG](#) [92], et finalement la troisième qui part d'un [CPW](#) vers un [LWG](#) [76]. Nous allons essayer d'adapter le dernier type de transition à notre besoin. Le critère du choix est sa simplicité prévue en réalisation par rapport aux autres.

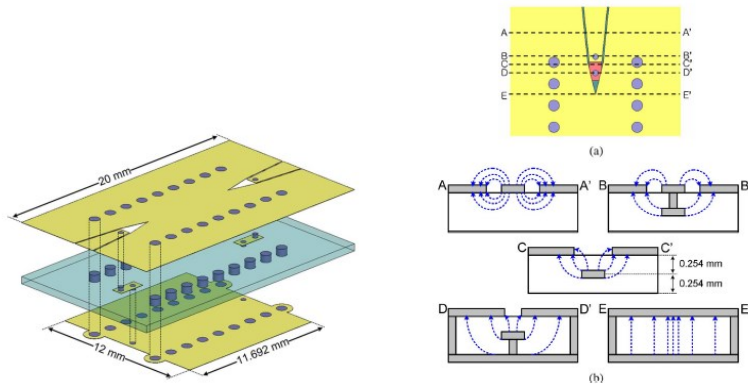


Figure 72. Transition [CPW](#) vers [LWG](#) ultra-large bande (à gauche) et le changement du champ E suivant la position (à droite) [90].

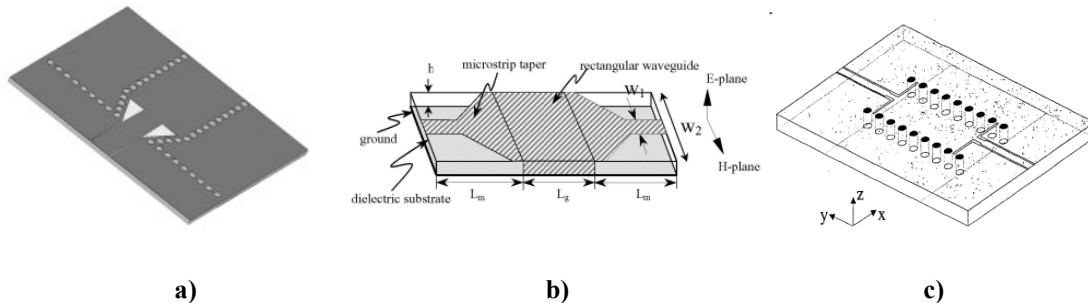


Figure 73. Transitions : a) [CPW](#) vers [MS](#) vers [LWG](#)[70] , b) [MS](#) vers [LWG](#) [92] et c) [CPW](#) vers [LWG](#) [93].

Pour faire une transition inspirée par celle de la Figure 73-c, nous partons d'une ligne [CPW](#) vers un [GLWG](#). L'un des avantages avec cette transition est qu'il n'est pas nécessaire de rester sur des

structures d'une ou deux couches, comme le [CPW](#) n'a pas de plan de masse sur la face arrière. Pendant le travail de développement du procédé d'ablation avec le laser (c.f. [Annexe 3.3](#)), nous avons vu que des fentes d'une largeur de 30 μm sont assez facilement réalisables. Les dimensions de la ligne [CPW](#) sont calculées avec l'aide d'outil *LineCalc* d'[ADS](#). Pour le matériau [ESL41110](#), une ligne 50 Ω a une largeur centrale de 200 μm et un gap de 30 μm . Avec ces dimensions-là, nous pouvons utiliser les pointes [GSG](#) avec un entraxe de 150 μm . Pour les pointes de 110 à 170 GHz, l'entraxe est de 100 μm et il faut choisir une largeur de la ligne centrale de 100 μm et un gap de 30 μm pour des raisons de fabrication, ce qui donne une impédance caractéristique du [CPW](#) de 59 Ω à 140 GHz. Nous avons déjà vu que les pertes d'un [LWG](#) sont minimales pour b égal à $0.5 \times a$. Ici, a vaut 600 μm et b devrait donc être choisi à 300 μm , ce que signifie quatre couches [LTCC](#), mais à cause du risque de difficultés de fabrication des [GLWG](#) en plusieurs couches, il faut aussi envisager la réalisation de [GLWG](#)s sur une couche et ainsi aussi adapter une transition [CPW](#) à [GLWG](#) pour ce cas. Ultérieurement, si on veut encore renforcer le module mécaniquement, on peut ajouter des couches sous le [GLWG](#). Normalement, six à huit couches sont recommandées.

Pour commencer, cette transition a été conçue selon l'identification des côtes données ci-dessus. La Figure 74-a montre la structure dessinée sous [CST](#). Pour cette transition conçue pour un [GLWG](#) de quatre couches, en bande G , les côtes après optimisation dans la bande 110 à 170 GHz sont : $a = 0.6$ mm, $L = 0.25$ mm, $l = 0.6$ mm, $s = 0$ mm, $d = 0.06$ mm, $w = 0.1$ mm et $g = 0.03$ mm et $gp = 0.1$ mm, où w est la largeur de la ligne centrale du [CPW](#), g le gap de ce [CPW](#) et gp la largeur du plan de masse du [CPW](#). Il est évident que ce type de transition n'est pas réalisable avec la sérigraphie puisque cette technique n'autorise que des lignes et gaps de dimension 100 μm au minimum. Il va donc falloir réaliser ce type de transition avec l'aide du laser en ablation, c.f. [Annexe 3.3.1](#).

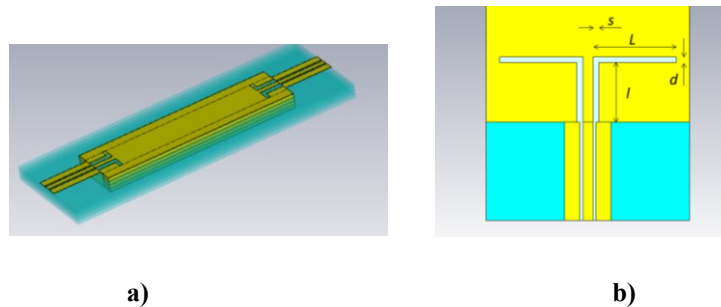


Figure 74. a) Modèle de simulation d'une transition [CPW](#) à [GLWG](#) en bande G sur quatre couches d'[ESL41110](#), inspirée de [93], b) identification des côtes.

Les paramètres S de cette simulation sont présentés dans le graphique ci-dessous, Figure 75, pour une configuration de la transition seule avec un [GLWG](#) de 2 mm de longueur et pour une configuration tête-bêche avec une longueur du [GLWG](#) de 4 mm. Pour les deux graphiques, l'effet des lignes [CPW](#) est retiré par *deembedding*. À 140 GHz, les pertes de transition pour la demi-structure sont de 2.94 dB et les pertes de réflexion sont inférieures à 15 dB de 121 à 154 GHz et inférieure à 10 dB à partir de 119 GHz. On peut estimer les pertes de la transition seule à 2 dB à 140 GHz.

III.1. BRIQUES DE BASE EN LTCC

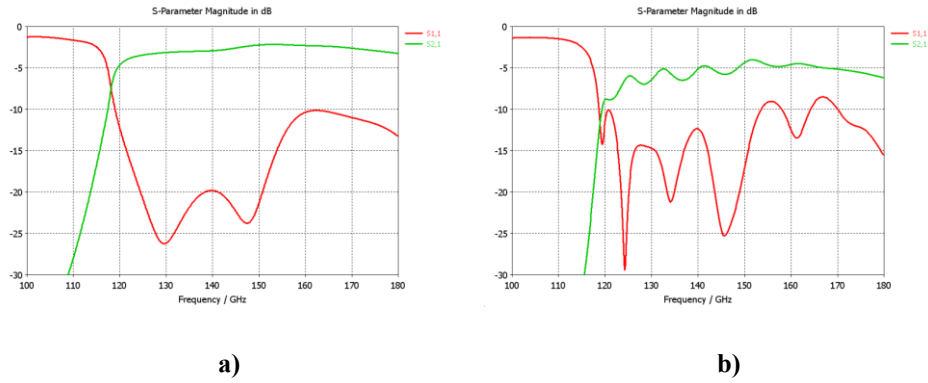


Figure 75. Paramètres S de la transition CPW à GLWG sur quatre couches ESL41110 en configuration : a) demi-structure et b) tête-bêche. Le coefficient de réflexion en rouge et de transmission en vert.

Le même type de transition a également été conçu pour la bande U (40 à 60 GHz), V (50 à 75 GHz) ainsi que pour la bande W (75 à 110 GHz) et pour des GLWGs à une seule couche. La démarche de cette conception est la suivante :

Construire un GLWG avec une $f_{c_{TE10}}$ souhaitée

1. Ajouter aux deux extrémités de ce GLWG des CPWs avec ligne centrale d'une largeur de 100 μm et gap de 30 μm
2. Dessiner le motif de transition sur la couche supérieure du GLWG avec les côtes dénommées L et $l \sim \lambda_g/4$
3. Optimiser les dimensions d , s , L et l avec l'aide du simulateur

Le Tableau 8 donne les côtes obtenues pour chacune de ces transitions après optimisation.

Tableau 8. Transitions CPW à GLWG réalisées avec leurs dimensions.

Bande	Fréquence de coupure TE_{10} [GHz]	Fréquence d'utilisation [GHz]	Nombre de couches	Côtes [μm]						
				g	w	gp	l	s	L	d
U	31.39	40-60	1	100	30	150	580	0	1000	70
V	39.875	50-75	1	100	30	100	590	0	850	60
V	39.875	50-75	4	100	30	100	540	30	850	60
W	59.015	75-110	1	100	30	100	290	0	600	60
W	59.015	75-110	4	100	30	100	190	0	600	60
G	115.75	140-220	1	100	30	100	600	0	250	60
G	115.75	140-220	4	100	30	100	440	80	250	70

La réalisation de ces transitions V , W et G est faite sur un même *run* (fabrication d'un ensemble de prototypes sur un substrat complet). Les étapes de fabrication sont détaillées dans l'[Annexe 3.4](#), ainsi que la technique d'ablation dans l'[Annexe 3.3.1](#). La photo du résultat final est présentée à la Figure 76.

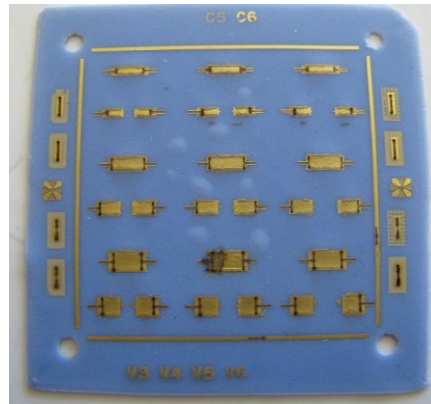


Figure 76. Substrat de réalisation avec (entre autre) des transitions [CPW](#) vers [GLWG](#) en bande V (les deux rangées en bas), W (sur deux rangées au milieu) et G (les deux rangées en haut).

Les deux fentes perpendiculaires au [GLWG](#) rayonnent comme une antenne dipôle avec un champ similaire à celui du champ E du mode TE_{10} du [GLWG](#), c'est de ce principe que fonctionne la transition. Le même concept est utilisé comme une antenne dipôle, par exemple dans le brevet datant de 1974 [94] où elle est proposée en technologie triplaque ou en technologie *slotline* comme dans [95]. Entre $1.0 \times f_{cTE10}$ et $1.25 \times f_{cTE10}$, une onde stationnaire apparaît, ce qui contraint le signal à passer de la transition vers le [GLWG](#). La transition fonctionne parfaitement dans la bande visée de $1.25 \times f_{cTE10}$ à $1.9 \times f_{cTE10}$.

Tous les résultats de simulation et mesures en utilisant ces transitions sont présentés dans le paragraphe III.1.3.

III.2 Validation expérimentale de supports de transmission en LTCC

Le [GLWG](#) « limite » du paragraphe III.1.1 à 220 GHz définie comme fréquence maximale. En fait, avec la dimension a égale à 600 μm et le matériel [ESL41110](#), ce [GLWG](#) sera typiquement un guide d'ondes en bande G (140-220 GHz). Dans notre laboratoire, nous disposons de pointes Picoprobe WR06 qui fonctionnent entre 110 et 170 GHz (bande D). Nous allons donc faire la validation expérimentale jusqu'à 170 GHz, même si le [GLWG](#) « limite » couvre la bande G (140-220 GHz). Le circuit de test est présenté sur la Figure 77.

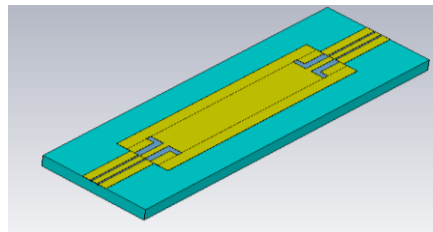


Figure 77. Circuit de validation du [GLWG](#) en tranchées de quatre couches avec une transition [CPW](#) à [GLWG](#) inspirée de [93]. Ce dispositif est adapté à < -15 dB entre 121 et 154 GHz.

En fait, nous nous intéresserons aussi aux autres bandes de fréquence, c'est pourquoi des [GLWG](#) ont été conçus pour les bandes U (40-60 GHz), V (50-75 GHz), W (75-110 GHz) ainsi que des [GLWG](#)s en bande G . Nous avons opté pour des [GLWG](#)s en quatre couches et en une seule couche, pour voir l'impact de la hauteur du guide et pour tester leur faisabilité. La transition d'une ligne coplanaire au [GLWG](#) est toujours basée sur la même idée, mais légèrement adaptée à chaque cas. La Figure 78 montre une vue en coupe sur la réalisation des [GLWG](#) où ceux sur une couche sont réalisés en utilisant les deux couches supérieures tandis que ceux sur quatre couches sont réalisés à partir de la deuxième couche (en comptant les couches du bas vers le haut). Le fait d'utiliser six couches au total est dû aux règles de conception car il faut un certain nombre de couches pour la tenue mécanique du substrat et supporter les manipulations après cuisson. Six couches sont un minimum recommandé.

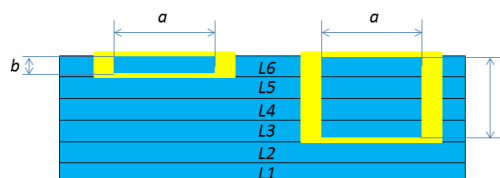


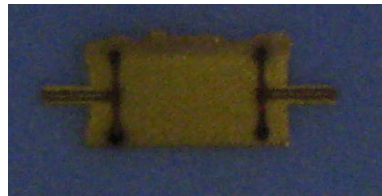
Figure 78. L'empilage des [GLWG](#) sur une couche (gauche) et quatre couches (droite). Les indications LX (avec X un chiffre) indiquent la numérotation des couches.

Le Tableau 9 reprend les données de ces [GLWG](#)s réalisés.

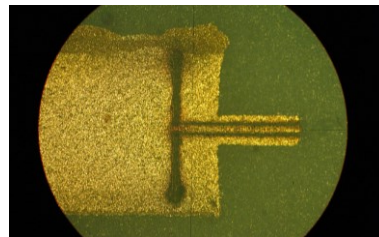
Tableau 9 . Les **GLWG**s réalisés

Bande	$f_{cTE_{10}}$ [GHz]	Fréquence d'utilisation [GHz]	Nombre de couches	Commentaire
U	31.39	40-60	1	
V	39.875	50-75	1	
V	39.875	50-75	4	détruit par le laser pendant l'ablation
W	59.015	75-110	1	
W	59.015	75-110	4	
G	115.75	140-220	1	
G	115.75	140-220	4	

Tous ces tronçons **GLWG**s ont été réalisés en utilisant l'[ESL 41110](#). L'[Annexe 3.4](#) donne des détails de leur réalisation. Les transitions **CPW** à **GLWG** sont donc réalisées avec la technique d'ablation comme décrit dans l'[Annexe 3.3.1](#). La Figure 79 montre un **GLWG**, en bande *V*, sur une couche après cuisson et ablation. Les dimensions d'ablation sont très proches des valeurs de simulation, avec une largeur gap-ligne-gap de 25-105-25 μm de la partie **CPW** au lieu que 30-100-30 μm comme prévu lors de la conception du circuit. Cependant, il faut savoir que l'outil de mesure des géométries, disponible au laboratoire, a un pas de 5 μm ; on ne peut donc pas mesurer avec une précision plus fine que $\pm 5\mu\text{m}$.



a)



b)

Figure 79. a) **GLWG** en bande *V* après cuisson et ablation, b) détails d'ablation. Le débordement vu en haut du **GLWG** est dû au remplissage manuel des tranchées après sérigraphie pour améliorer la continuité des parois verticales. Ce débordement n'a pas d'impact sur le bon fonctionnement du dispositif.

III.2.1 Résultats pour les tronçons **GLWG**s en bande U

Les dispositifs présentés dans la suite ont tous été mesurés sous pointes avec un calibrage de type LRM (*Line-Reflect-Match*) à partir du kit de calibrage CS5 [96], c'est-à-dire que les plans de

références sont au niveau des pointes. Deux analyseurs de réseaux vectoriels ont été utilisés, l'Anritsu 37297C pour les mesures jusqu'à 65 GHz et le Rohde & Schwarz ZVT 20 associé à des têtes multiplicateurs ZVA-Z110E et ZVA-170 pour les mesures de 67 à 170 GHz.

La Figure 80 donne les dimensions du [GLWG](#) en bande *U* et à la Figure 81 se trouvent les graphiques des paramètres *S* simulés sous [CST](#) et des mesures sous pointes. L'accord entre simulation et mesure est particulièrement bon pour des fréquences supérieures à 47 GHz. Les niveaux d'adaptation sont même un peu meilleurs en mesure par rapport aux simulations. Le seul désaccord se trouve pour la transmission aux fréquences inférieures à 47 GHz où elle est plus faible que prévue. Le « trou » en transmission, mesuré à 36.6 GHz se trouve à 34.7 GHz en simulation, où il est moins abrupt. Globalement, les résultats de ce tronçon de [GLWG](#) en bande *U* sont convenables. Pour un guide d'ondes en bande *U*, la fréquence de coupure est 31.39 GHz. La transition est adaptée pour les fréquences dans la bande utile, à savoir 40 à 60 GHz, donc le « trou » dans le graphique de transmission qui se trouve à 35 GHz (simulation) ou à 37 GHz (mesures) n'a pas d'impact sur la partie constituée du guide seul. Une transition [CPW](#) à [GLWG](#) (avec une longueur totale de 2.25 mm) a 1.13 dB de pertes en transmission à 50 GHz (valeur simulée), et au total ce dispositif avec transition-ligne-transition perd 2.84 dB à 50 GHz (valeur mesurée et simulée). Les pertes dues à la partie [GLWG](#) (les 6 mm restants) pourront donc être estimées aux alentours de 0.58 dB, ce qui fait 0.097 dB/mm.

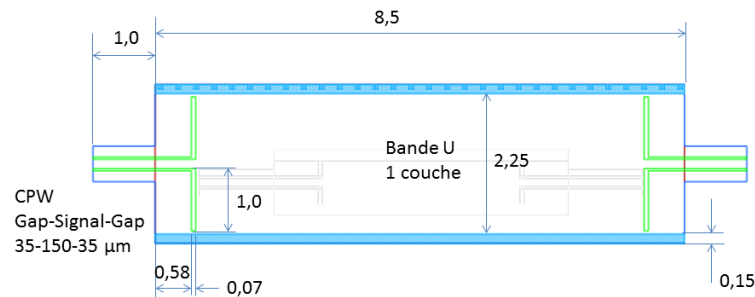


Figure 80. Dimensions en mm du [GLWG](#) en bande *U* réalisé sur une couche.

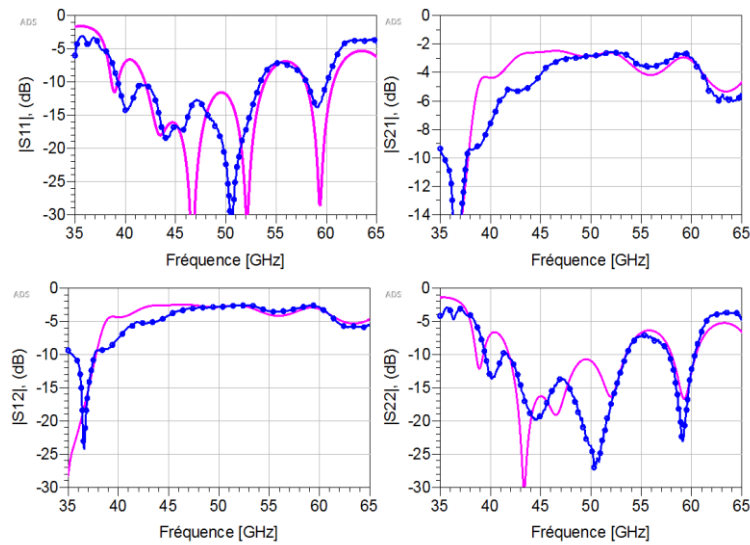


Figure 81. Paramètres S du [GLWG](#) de bande U issus de simulation sous [CST](#) (magenta) et mesures sous pointes (points bleus).

La comparaison des phases est présentée sur la Figure 82, avec un très bon accord.

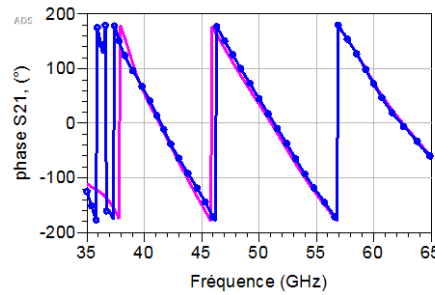


Figure 82. Comparaison entre simulation et mesure de la phase du [GLWG](#) en bande U sur une couche.

Un rétro-simulation est faite avec les valeurs ajustées selon des mesures géométriques après réalisation, (profondeur de l'ablation 10 μm au lieu de 0, largeur des slots transversaux de 85 μm (70 μm), longueur des fentes longitudinales de 540 μm (590 μm)). La comparaison avec les mesures se trouve sur la Figure 83.

En même temps, nous avons introduit un changement de la partie réelle de la permittivité relative de 4.5 à 4.11, un résultat issu de tests tardifs. Ceci est expliqué dans l'[Annexe 3.8](#).

L'allure des courbes est correcte, avec cependant un décalage de quelques GHz. Hors des dimensions corrigées dans la rétro-simulation, il nous manque la connaissance de la vraie largeur du [GLWG](#).

Dans ce même graphique, le coefficient de transmission issu d'une simulation pour ce même guide d'ondes sans les deux transitions est inclut (croix rouges), donc pour 6 mm de longueur. Avec ce résultat on comprend que les deux transitions affectent le résultat sur toute la bande. Ceci nous permet de connaître les pertes du guide d'ondes qui est de 0.9 dB/6 mm ou 0.15 dB/mm. Normalisé par longueur d'ondes guidée, cela revient à 0.57 dB/ λ_g .

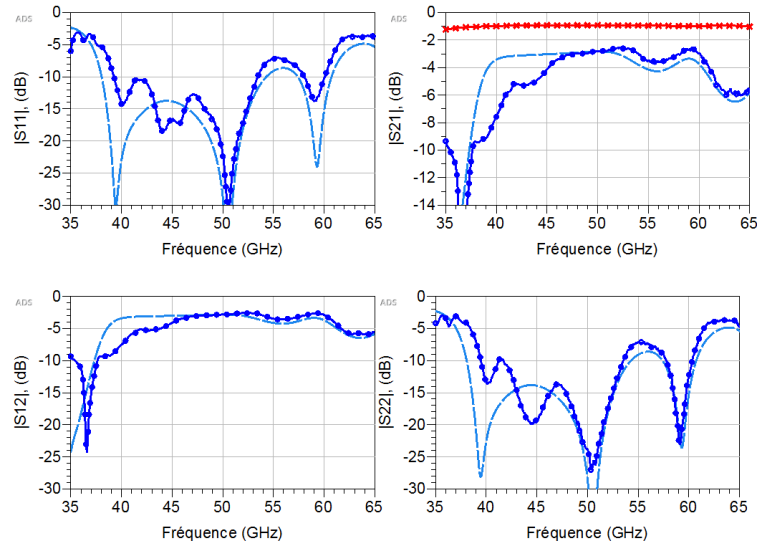


Figure 83. Comparaison entre la rétro-simulation (pointillés bleus) et les mesures (cercles bleus) du **GLWG** de bande *U* sur une couche, ϵ_r' est de 4.11. En croix rouges les pertes d'insertion pour 6 mm de longueur du guide d'ondes (sans transitions).

La comparaison de la phase se trouve sur la Figure 84. Ici, à 50 GHz la différence de phase est de 33° , ce qui se traduit par une erreur de positionnement des fentes transversales (c.à.d. la longueur l , comme indiqué sur la Figure 74-b. Selon nos simulations, une erreur de de $10\ \mu\text{m}$ engendre 25° de décalage en phase dans cette bande. Il est donc plus important de regarder l'allure que la valeur de la phase à une fréquence spécifique.

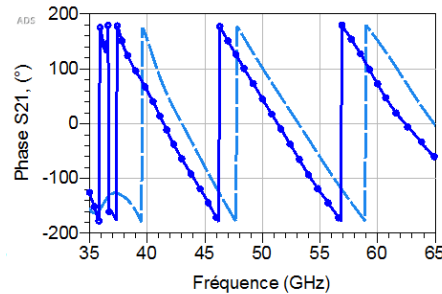


Figure 84. Comparaison de la phase entre rétro-simulation et mesures du **GLWG** en bande *U* sur une couche.

III.2.2 Résultats pour les tronçons GLWGs en bande V

Les dimensions du **GLWG** en bande *V* sur une couche sont présentées sur la Figure 85. Le **GLWG** en bande *V* sur quatre couches a été détruit par « accident » lors de l'ablation laser.

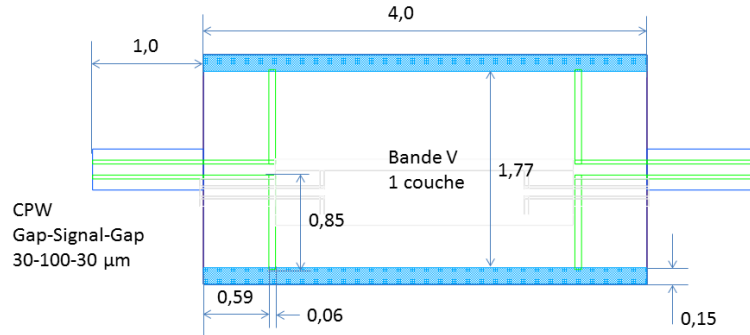


Figure 85. Les côtes du GLWG en bande V sur une couche. Dimensions en mm.

La Figure 86 montre les paramètres S issus des simulations et des mesures de deux dispositifs de même type en bande V fabriqués sur la même plaque. Ces dispositifs sont conçus pour fonctionner entre 50 et 75 GHz. Dans cet exemple, le « trou » est plus prononcée que pour la transition en bande U , ce qui était déjà signalé en simulation.

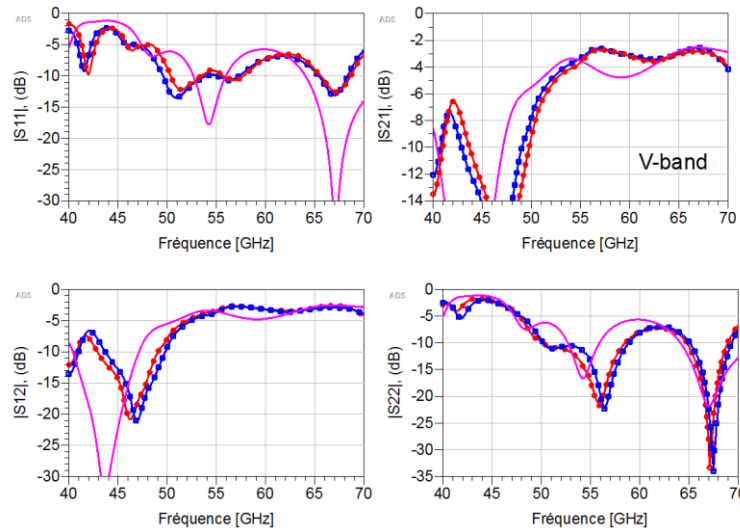


Figure 86. Paramètres S du GLWG en bande V . Simulation en magenta, mesures des deux dispositifs (cercles rouges) et (carrés bleus).

En comparant les simulations avec les mesures, on peut noter un certain désaccord. Une rétro-simulation est effectuée en corrigeant les dimensions d'après les dimensions réelles mesurées, ainsi que la correction de la permittivité relative, de 4.5 à 4.11.

La Figure 87 montre les résultats où le gap d'ablation est 35 μm (au lieu de 30 μm), la profondeur d'ablation est 10 μm (0 μm), la largeur des fentes transversales est 65 μm (60 μm). Avec ceci, on obtient une bonne concordance. Comme auparavant, le décalage en fréquence peut venir d'une erreur de la largeur du **GLWG** (la dimension a_{GLWG}).

Sur la Figure 87 sont aussi indiquées les pertes d'insertion pour ce guide d'ondes sans transitions (en croix rouges). Elles sont de 0.53 dB pour 2.8 mm, ce qui revient à 0.19 dB/mm ou 0.59 dB/ λ_g .

Concernant la différence de phase entre la simulation et les mesures, Figure 88, l'accord est très bon.

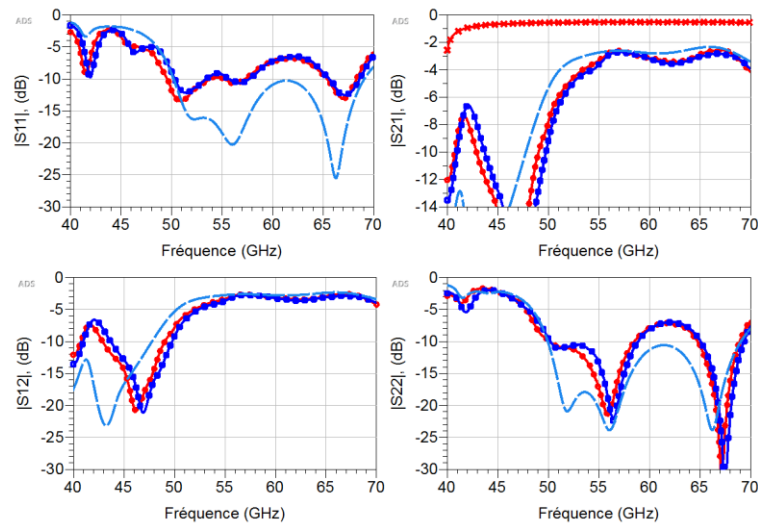


Figure 87. Paramètres S du [GLWG](#) en bande V après rétro-simulation (pointillés bleus). Comparaison avec les résultats de mesure, (cercles rouges) et (carrés bleus). Les dimensions réelles (connues) sont utilisées et $\epsilon_r' = 4.11$. Les pertes d'insertion du guide d'ondes sans transitions sont de 0.53 dB à la fréquence centrale pour 2.8 mm de longueur (croix rouges).

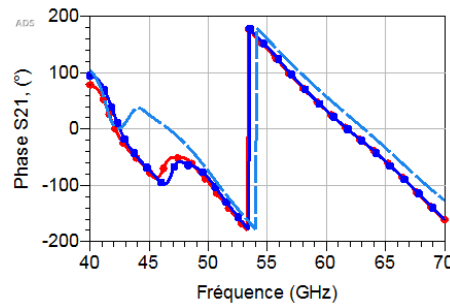


Figure 88. La différence de phase du [GLWG](#) en bande V sur une couche. Après rétro-simulation (pointillés bleus) et mesures, (cercles rouges) et (carrés bleus).

Pour ce [GLWG](#), la fréquence de coupure est de 39.31 GHz. La transition [CPW](#) à [GLWG](#) conduit à une baisse du niveau de transmission entre 42 et 50 GHz avec un niveau plus bas à 47 GHz (valeur mesurée). Ceci est dû à la transition pour laquelle une meilleure conception aurait été favorable. Cependant, ces transitions [CPW](#) à [GLWG](#) ne seront pas utilisées dans les dispositifs finaux.

Un enseignement positif de ce test est le fait que les deux dispositifs donnent des réponses à peu près identiques.

III.2.3 Résultats pour les tronçons GLWGs en bande W

Les lignes [GLWG](#) en bande W sur une couche et sur quatre couches ont les dimensions comme le indiqué sur la Figure 89, ci-dessous.

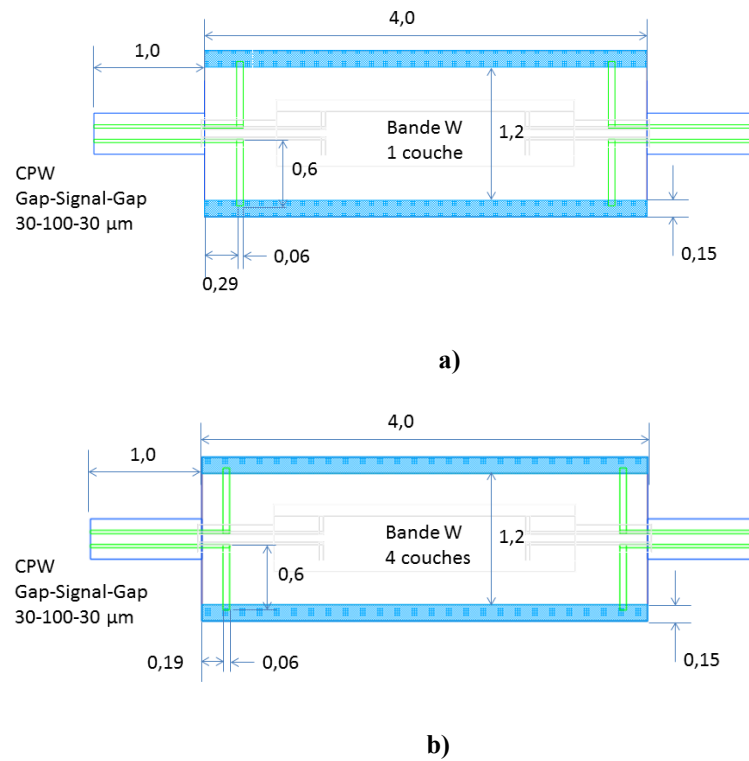


Figure 89. Dimensions en mm des GLWGs en bande W : a) sur une couche et b) sur quatre couches.

Les résultats de simulations et mesures, pour le [GLWG](#) en bande W sur une couche, sont présentés sur la Figure 90. Dans ce cas, l'adaptation à 50 Ohms mesurée est particulièrement mauvaise ce que donne une impression assez négative de ces guides. Mais, en dépit de cette mauvaise adaptation, le coefficient de transmission dans la bande utile (75-110 GHz) s'accorde assez bien avec celui obtenue en simulation. Une rétro-simulation où la permittivité relative a été changée de 4.5 à 4.11 et en tenant compte des dimensions réelles (la profondeur d'ablation est 10 μm (au lieu de 0 μm), la longueur des fentes longitudinales est 230 μm (290 μm)), améliore l'accord, comme le montre la Figure 91.

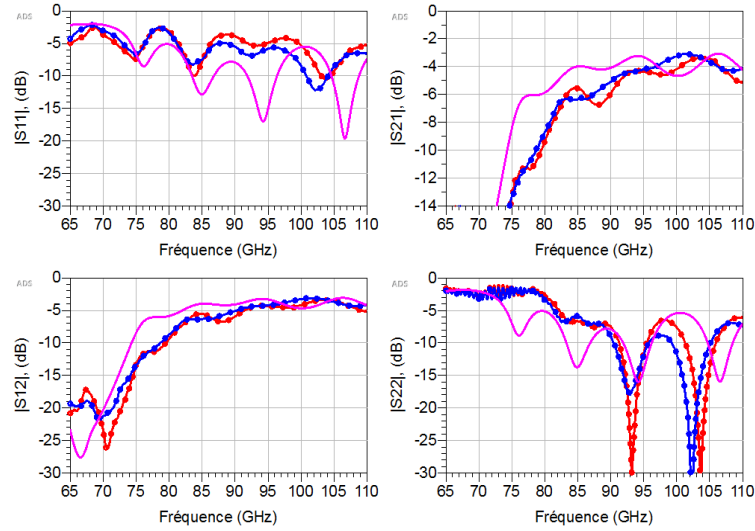


Figure 90. Paramètres S issus de simulations, $\epsilon_r' = 4.5$, (magenta) et mesures (cercles rouges et cercles bleus) pour le [GLWG](#) sur une couche en bande W .

Les pertes de la transition seule (2 mm de longueur) du dispositif d'une couche à 92.5 GHz sont, selon les simulations, de 0.95 dB, ce que laisse 2 mm de guide d'ondes et $4.397 - 0.95 \times 2$ égale à 2.49 dB de pertes, ou 1.25 dB/mm pour la partie [GLWG](#).

Pour la phase, Figure 92, la différence est importante, mais l'allure est bonne. La même explication comme pour le tronçon de guide en bande U est valable.

Sans transition, les pertes d'insertion pour le guide d'ondes en bande W sont de 0.74 dB pour 2.8 mm, ce qui est égal à 0.26 dB/mm ou encore 0.55 dB/ λ_g .

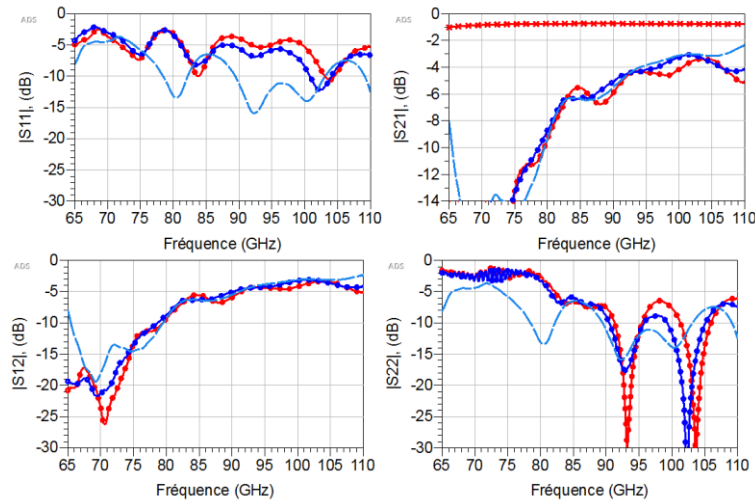


Figure 91. Résultats de rétro-simulation (pointillés bleus) et mesures (cercles rouges et cercles bleus) du [GLWG](#) sur une couche en bande W , en utilisant les dimensions réelles et $\epsilon_r' = 4.11$. Les pertes d'insertion pour le guide seule sans transitions (croix rouges) sont de 0.74 dB/2.8 mm ou 0.26 dB/mm.

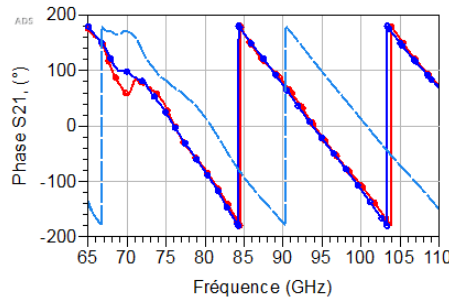


Figure 92. Comparaison entre rétro-simulation et mesures du GLWG sur une couche en bande *W*.

Le GLWG en quatre couches est désastreux en mesures, notamment aux fréquences basses. Le résultat peut provenir d'un mauvais contact entre les pointes GSG et la ligne CPW lors des mesures ou bien d'une erreur de fabrication.

III.2.4 Résultats pour les tronçons GLWGs en bande G

Les deux GLWGs en bande *G* sont fabriqués selon les dimensions données sur la Figure 93.

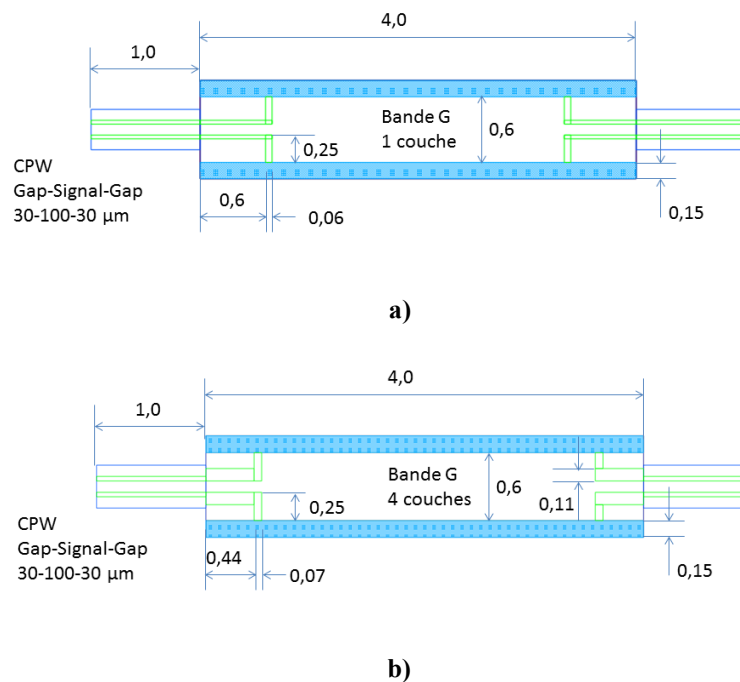


Figure 93. Côtes en mm des GLWGs en bande *G* : a) sur une couche et b) sur quatre couches.

Les résultats de mesures (en bande *D* de 110 à 170 GHz) sont comparés aux simulations sur la Figure 94 pour le GLWG sur une couche. Les deux exemplaires ont des paramètres *S* un peu différents, probablement dû aux erreurs de réalisation, voire aux contacts entre les pointes et les lignes CPW lors

des mesures. La réflexion est importante sur les deux accès [CPW](#), le niveau du coefficient de transmission s'accorde bien avec celui simulé.

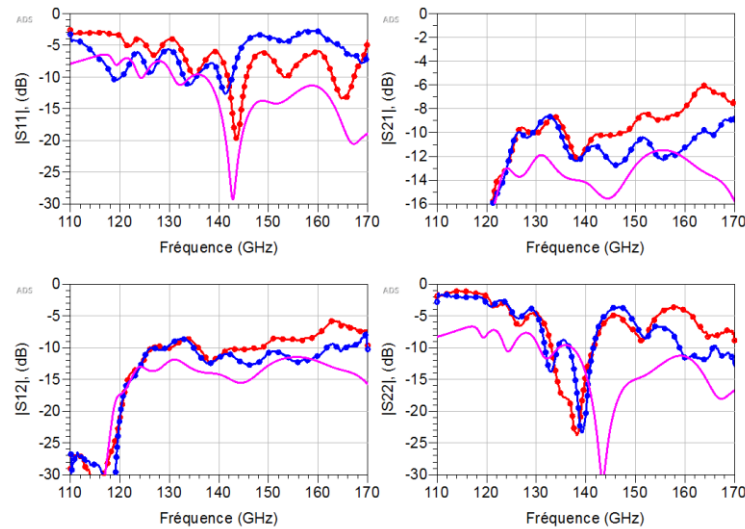


Figure 94. Résultats issus de simulations, $\epsilon_r' = 4.5$, (magenta) et mesures sur deux exemplaires (cercles rouges et cercles bleus) pour le [GLWG](#) sur une couche en bande *G*.

Comme dans tous les autres cas, une rétro-simulation est faite après avoir intégré le changement de la permittivité relative et mesuré les dimensions réelles du dispositif, comme le montre la Figure 95.

En simulation, sans transition, ce guide d'ondes présente 1.36 dB de pertes pour une longueur de 2.8 mm, ce qui revient à 0.49 dB/mm ou encore 0.58 dB/ λ_g . Cette valeur est prise à 170 GHz qui est presque la fréquence centrale de la bande *G*, Figure 95. A parti de cette courbe en croix rouges, on peut en déduire que l'impact des transitions sur tout la bande est très décisif.

Dans ce cas précis, nous avons mesuré la largeur intérieure du [GLWG](#), c.f. la Figure 172 de l'[Annexe 3.4](#). Elle est de $610 \mu\text{m} \pm 5 \mu\text{m}$ à l'endroit de la découpe. Nous avons utilisé cette valeur (610 μm) lors de la rétro-simulation. La rétro-simulation et les mesures des deux dispositifs s'accordent très bien. Pour la phase, Figure 96, nous observons une différence assez importante, comme auparavant, mais une allure correcte.

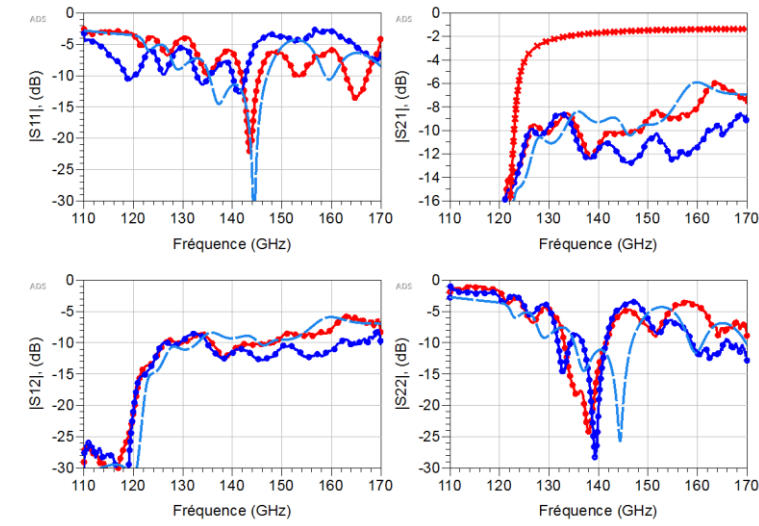


Figure 95. Comparaison de la rétro-simulation, $\epsilon_r' = 4.11$, (pointillés bleus) pour 10 μm de profondeur d'ablation et mesures des deux GLWGs (cercles rouges et bleus) sur une couche en bande G. Les pertes d'insertion pour une longueur de 2.8 mm sans transition sont de 1.36 dB à 170 GHz (croix rouges).

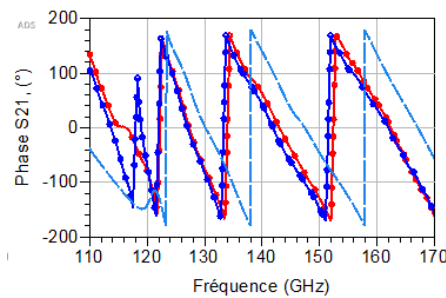


Figure 96. Différence entre phases de la rétro-simulation (pointillés bleus) et mesures (cercles rouges et bleus) sur une couche en bande G. La permittivité relative est égale à 4.11.

Une étude paramétrique sur la profondeur d'ablation montre l'importance de ce paramètre. Sur la Figure 97 un balayage de la profondeur est réalisé entre 0 à 20 μm par pas de 5 μm . On voit clairement l'importance de ce paramètre. Les simulations de la profondeur de 5 et de 10 μm s'accordent mieux avec les mesures. Mesurer la profondeur réelle est difficile avec notre équipement ; nous avons observé 5 et 15 μm , ce qui confirme nos expérimentations.

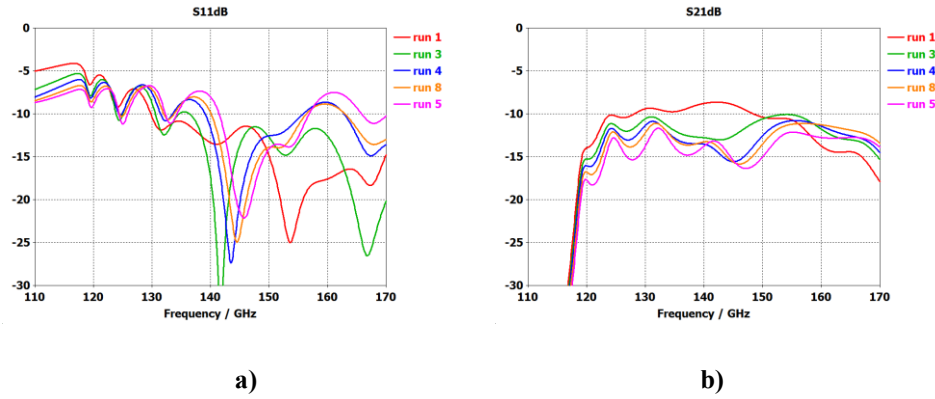


Figure 97. Paramètres S des simulations du [GLWG](#) sur une couche en bande G avec variation de la profondeur d'ablation de 0, 5, 10, 15 et 20 μm pour les « runs » 1, 3, 4, 8 et 5 respectivement. La profondeur est supposée nulle pour la comparaison sur la Figure 94 : a) coefficient de réflexion et b) coefficient de transmission.

Le [GLWG](#) en bande G sur quatre couches est présenté sur la figure suivante, Figure 98. Globalement les adaptations sont bonnes et s'accordent assez bien avec les simulations. Les pertes de transmission sont plus fortes que dans la simulation. La raison de cette divergence reste à trouver ; il se peut que le [tan \$\delta\$](#) et la rugosité importent plus à hautes fréquences.

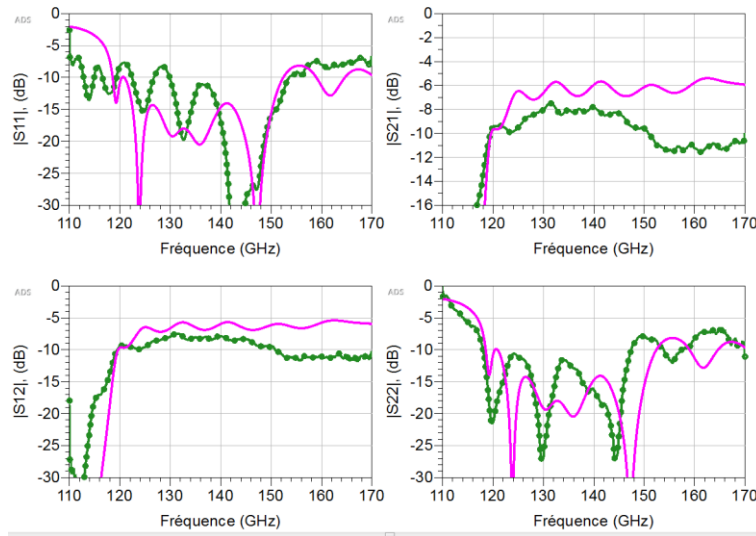


Figure 98. Résultats de simulation, $\epsilon_r' = 4.5$, (magenta) et mesure (cercles verts) du [GLWG](#) sur quatre couches en bande G.

Sur la Figure 99 ci-dessous, sont présentés les résultats de la rétro-simulation pour laquelle la permittivité relative est corrigée avec une valeur de 4.11. Cette rétro-simulation permet d'obtenir un niveau plus correct des pertes de transmission jusqu'à 150 GHz. Par contre, la correction, de la partie réelle de la permittivité relative, montre un décalage en fréquence de 8 GHz (soit 6 % environ). Il y a donc d'autres différences entre le circuit rétro-simulé et le dispositif réel. Comme auparavant, la largeur du [GLWG](#) n'est pas précisément connue et pourrait être une des causes de ce décalage, mais ici c'est moins probable que pour les [GLWGs](#) en bande U, V et W. La cause est la suivante : en

augmentant la largeur, on déplace les courbes des coefficients de transmission vers le bas, mais on déplace en même temps les « trous » dans les graphiques des coefficients de réflexions vers le bas, ce qui n'améliore pas l'accord entre la simulation et la mesure. Aussi, comme ce [GLWG](#) est réalisé sur quatre couches il est possible que les couches soient un peu décalées entre elles, conduisant à des parois intérieures du [GLWG](#) non droites et ni lisses. Ceci peut donc influencer le résultat.

La graphique sur la Figure 99 montre également les pertes d'insertion pour ce guide d'ondes sans les transitions ; pour la longueur de 2.8 mm. À 170 GHz on arrive à 1.14 dB/2.8 mm, c'est-à-dire 0.41 dB/mm ou encore 0.49 dB/ λ_g . Ces pertes sont légèrement plus faibles que celles du [GLWG](#) en bande G sur une couche, ce qui confirme ce qui a été présenté dans le chapitre II.2.3 sur les pertes métalliques d'un guide d'ondes et le choix de la dimension b , ou de la hauteur du guide. Nous avons conclu qu'un choix de hauteur (dimension b) près de $0.5 \times a$, avec a la largeur du guide, sera optimale pour minimiser les pertes métalliques.

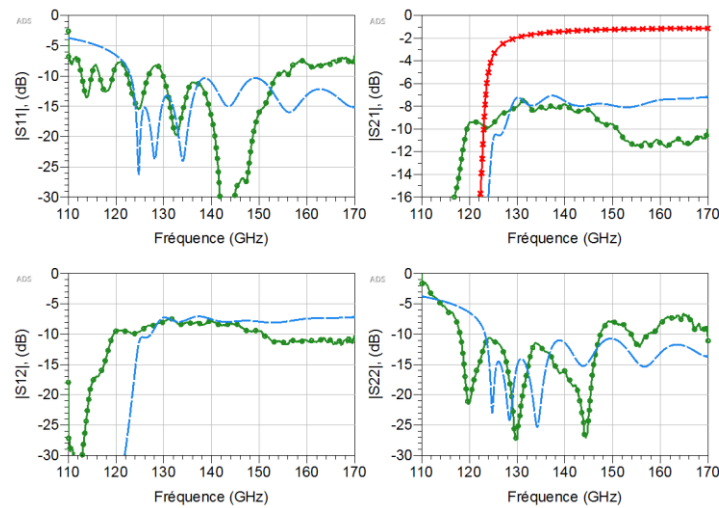


Figure 99. Comparaison entre rétro-simulation (pointillés bleus), avec $\epsilon_r' = 4.11$ et les dimensions connues et mesures (cercles vertes). Les pertes d'insertion à 170 GHz pour le guide d'ondes sans transitions sont de 1.14 dB pour 2.8 mm de longueur (croix rouges).

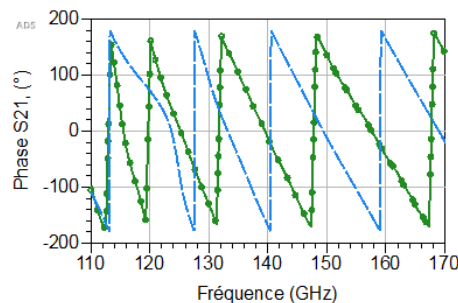


Figure 100. La différence en phase pour le [GLWG](#) sur quatre couches en bande G , avec $\epsilon_r' = 4.11$, rétro-simulation (pointillés bleus) et mesures (cercles vertes).

La différence en phase, comme le montre la Figure 100, est très importante, mais l'allure est toujours bonne.

III.2.5 Discussion sur les tronçons GLWG

Le Tableau 10 donne des éléments de comparaison pour les pertes d'insertion de différentes lignes [GLWG](#) (sans transitions). Vu que les résultats des retro-simulations et des mesures des différents guides ont été en bon accord, nous nous permettons de défendre le fait que les pertes simulées du guide d'ondes sans transitions sont vraisemblablement correctes.

Portant, cette analyse est assez risquée puisque nous avons fabriqué très peu de dispositifs et nous manquons des mesures des transitions. Un kit de calibrage sur [LTCC](#) pour chaque transition aurait été judicieux à fabriquer, afin de calibrer l'analyseur de réseau vectoriel en enlevant l'effet de la transition. Ceci n'a pas été fait, étant donné l'encombrement de ces kits sur la plaque de fabrication.

Potentiellement, une partie de l'écart entre la mesure et la simulation est due aux variations dimensionnelles, par exemple une ablation un peu plus forte que prévue, ou même à cause d'une rugosité du métal, ce qui n'est pas pris en compte dans les simulations.

Comme le [GLWG](#) en bande *W* sur quatre couches a donné des piètres résultats. Les pertes d'insertion et pertes par longueur de ligne ne sont pas intégrées dans le Tableau 10 qui donne les performances des lignes [GLWG](#).

Tableau 10. Performance des lignes [GLWG](#) sans transitions.

	Unité	U	V	W	G	
Nombre de couches		1	1	1	1	4
Longueur, L, du GLWG (hors transitions)	[mm]	6	2.8	2.8	2.8	
Pertes du tronçon, valeur simulée	[dB/mm]	0.15	0.19	0.26	0.49	0.41
Pertes du tronçon, valeur simulée	[dB/ λ_g]	0.57	0.59	0.55	0.58	0.499

Par la suite, nous allons voir les résultats d'un projet d'élèves en 3^{ème} année de formation à Télécom Bretagne, où nous avons travaillé sur d'autres dispositifs en topologie [GLWG](#). Nous avons réalisé des coudes en plan H et tés en topologie [GLWG](#). Deux coudes et deux tés ont été choisis pour valider leur fonctionnement. Tous les dispositifs ont été conçus en bande *U* (40-60 GHz), pour faciliter les mesures (en utilisant des pointes avec un *pitch* de 150 μm et le VNA Anristu qui couvre 100 MHz à 65 GHz). Pour pouvoir accéder aux dispositifs [GLWG](#), des transitions [CPW](#) à [GLWG](#) ont été conçues pour cette bande de fréquence, voir le paragraphe III.1.3.

Une photographie du prototype en bande *U* se trouve à la Figure 101.

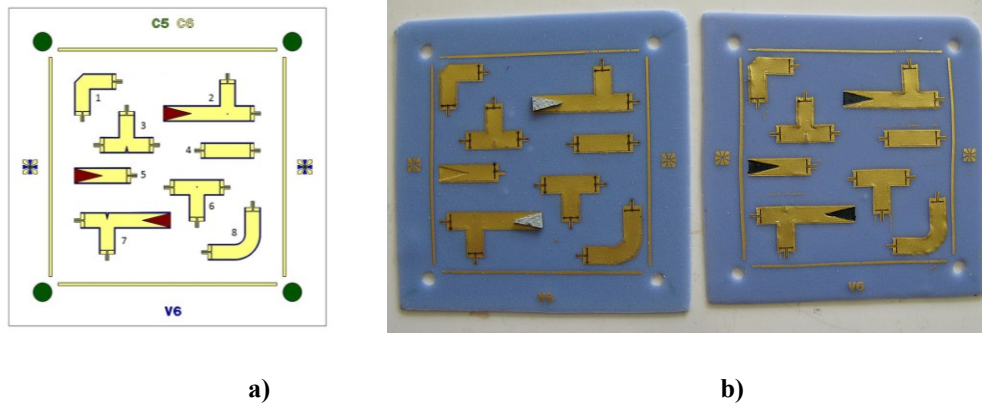


Figure 101. Le prototype en bande U : a) 1. coude tronqué, 2. té via avec charge intégrée, 3. té avec un pic de la tranchée, 4. tronçon, 5. charge, 6. té via, 7. té avec un volume en triangle et charge, 8. coude en rayon, b) prototypes dont à gauche avec charges à base d'absorbants Eccosorb et à droite avec une encre résistive.

III.2.6 Résultats pour les coudes de type GLWG

Pour les coudes en plan H, les deux variantes sont présentées dans la Figure 102. Pour une comparaison les deux coudes sont réalisés avec une longueur, L , égale.

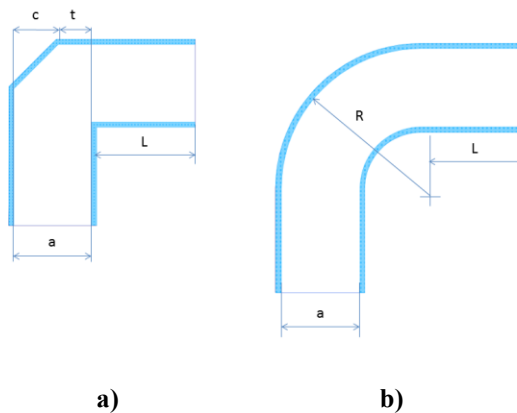


Figure 102. Dimensions des deux coudes pour la bande U ; a) coude tronqué, b) coude en rayon. $a = 2250 \mu\text{m}$, $c = 1285 \mu\text{m}$, $t = 965 \mu\text{m}$, $L = 2850 \mu\text{m}$ et $R = 4000 \mu\text{m}$. La hauteur intérieure, $b = 75 \mu\text{m}$. Le tape est le [ESL41110](#).

Les graphiques suivants, Figure 103 et Figure 104, montrent les paramètres S rétro-simulés ainsi que les mesures pour ces coudes avec les transitions [CPW](#) à [GLWG](#) incluses. Les courbes issues de la rétro-simulation s'accordent assez bien avec les mesures.

Pour les simulations sans transitions (croix rouges), le coude en rayon se comporte mieux que le coude tronqué sur toute la bande avec un très faible coefficient de réflexion et des pertes de transmission de 1.6 dB. La longueur totale de ce dispositif étant de 10.6 mm, ceci revient à 0.15 dB/mm. Le coude tronqué a des pertes de transmission plus faibles, 1.2 dB, de 35 jusqu'à 62 GHz, mais au-delà l'onde est

réfléchi. Ceci peut être expliqué par le fait que la largeur du guide d'ondes dans le coude est supérieure à la largeur des tronçons, 2.273 mm au lieu de 2.25 mm ailleurs. À cette discontinuité, le mode TE_{20} pour 2.273 mm est excité. Un calcul de la fréquence de coupure pour le mode TE_{20} dans le matériau [ESL41110](#), pour un guide d'ondes de 2.273 mm donne 62.25 GHz, voir la graphique de la courbe rouge de la Figure 103, et l'effet est visible au coefficient de transmission en mesures même si, en réflexion, les effets de la transition le masque. La propagation du mode TE_{20} à 62.25 GHz a pu être validée en simulation électromagnétique avec le simulateur [CST](#) également. La différence de phase entre les rétro-simulations et les mesures pour les deux coudes est également présentée sur la Figure 103 et sur la Figure 104. L'allure est bonne dans les deux cas.

Dans la littérature scientifique qui traite les coudes en guides d'ondes classiques en plan H, il a été montré que le rapport t/a devrait être 0.386, [97] tandis que le ratio c/a de 0.63 (qui donne t/a égale à 0.37) est trouvé en [98]. Dans notre cas, le rapport est de 0.43, ce qui permet l'apparition de ce mode TE_{20} à l'intérieure de la bande utile.

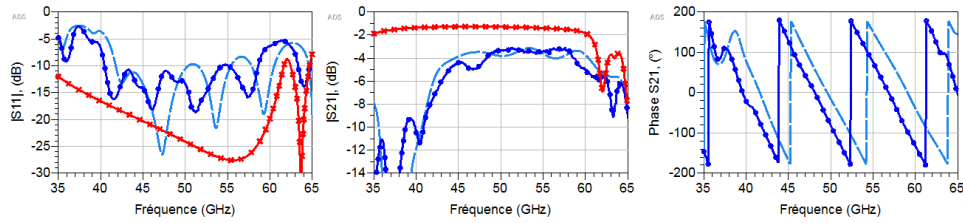


Figure 103. Comparaison de simulations sans transition, $\epsilon_r' = 4.5$, (croix rouges), rétro-simulation, $\epsilon_r' = 4.11$, avec transitions (pointillés bleus) et mesures avec transitions (cercles bleus) du coude tronqué.

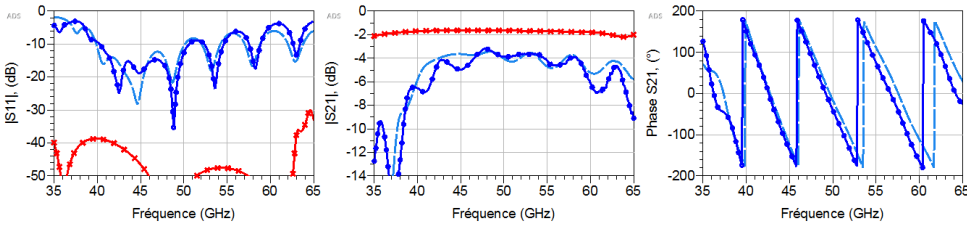


Figure 104. Comparaison de simulations sans transition (croix rouges), rétro-simulation, $\epsilon_r' = 4.11$, avec transitions (pointillés bleus) et mesures avec transitions (cercles bleus) du coude en rayon.

La Figure 105 montre la comparaison entre ces deux coudes. Les mesures montrent très peu de différence entre les deux dispositifs, le coude en rayon est légèrement meilleur. Si on doit faire un choix entre ces deux coudes, le coude tronqué occupe moins de surface que le coude en rayon. En plus, ce coude tronqué n'est pas optimal, comme nous venons d'expliquer, avec le ratio t/a maintenu à 0.43. Il sera donc possible d'améliorer les performances, tandis que pour le coude à rayon la seule manière de l'améliorer sera d'augmenter le rayon et ainsi minimiser le coefficient de réflexion, mais, en faisant cela les pertes de transmission vont augmenter puisque la longueur du guide augmente aussi.

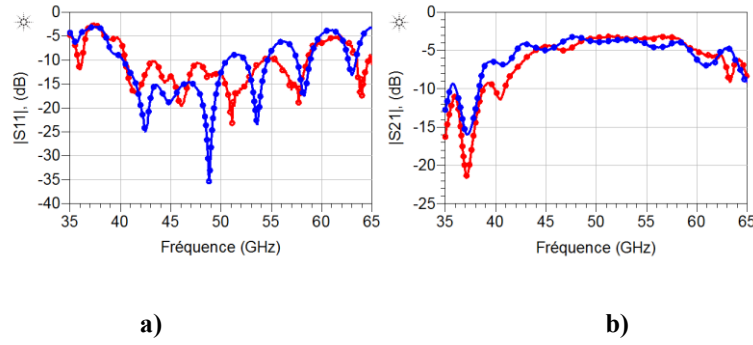


Figure 105. Comparaison entre coudes : a) coefficient de réflexion et b) coefficient de transmission. Légende : coude tronqué (rouge), coude en rayon (bleue).

III.2.7 Résultats pour les tés de type GLWG

Pour les tés, deux variantes ont été choisies également pour valider les simulations et s'assurer de leur bon fonctionnement. Les deux divisent le signal en phase et en amplitude dans les deux branches. Le premier té est basé sur des tés typiques en technologie [SIW](#) [99], et pour le deuxième té, le via est remplacé par une encoche triangulaire, réalisé par la tranchée métallisée, qui entre dans le [GLWG](#). La Figure 106 donne les dimensions.

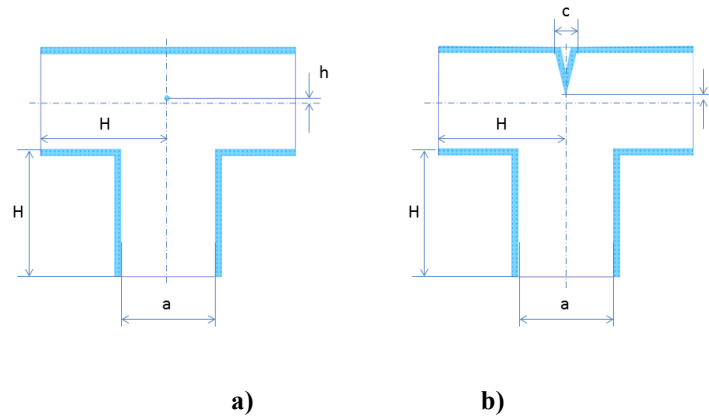


Figure 106. Les tés pour la bande U ; a) té avec un via métallisé, b) té avec une encoche triangulaire de la tranchée. Les dimensions sont ; $a = 2250 \mu\text{m}$, $h = 75 \mu\text{m}$, $t = 135 \mu\text{m}$, $c = 500 \mu\text{m}$ et $H = 3000 \mu\text{m}$. La hauteur intérieure, $b = 75 \mu\text{m}$. Le tape est le [ESL41110](#).

Pour ces dispositifs nous avons utilisé la même transition [CPW](#) à [GLWG](#) que celle des coudes. Nous avons réalisé chacun de ces tés avec trois accès [CPW](#) à [GLWG](#), ainsi que avec deux accès [CPW](#) à [GLWG](#) et la troisième branche connectée à une charge intégrée dans le [GLWG](#). Les tés avec trois accès [CPW](#) à [GLWG](#), ont été mesurés sous pointes avec une charge 50Ω connectée à une troisième pointe.

Seules les mesures, où la charge externe de 50Ω été utilisée sur le troisième accès, donnent des résultats exploitables, c'est pourquoi ceux avec la charge intégrée ne sont pas affichés. La Figure 107 montre les résultats de simulations ainsi les mesures et rétro-simulation pour le té où un via est utilisé.

La Figure 108 montre les mêmes types de courbes mais pour le té avec l'encoche triangulaire de la tranchée.

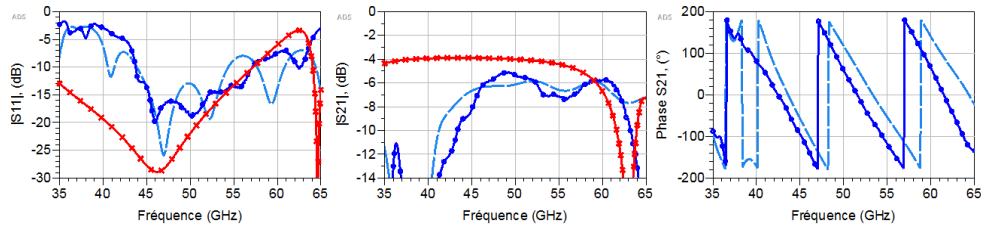


Figure 107. Résultats de simulation sans transition, $\epsilon_r' = 4.5$ (croix rouges), rétro-simulation, $\epsilon_r' = 4.11$, avec transition (pointillés bleus) et mesures avec transitions (cercles bleus) d'un té en bande U avec trous vias.

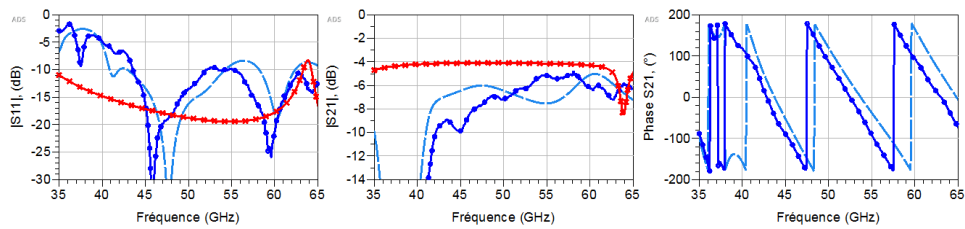


Figure 108. Résultats de simulation sans transition, $\epsilon_r' = 4.5$ (croix rouges), rétro-simulation, $\epsilon_r' = 4.11$ avec transition (pointillés bleus) et mesures (cercles bleus) d'un té en bande U avec une encoche triangulaire de la tranchée.

En premier lieu, on pourra constater que, pour les simulations sans transitions, le té avec l'encoche triangulaire de la tranchée couvre une bande un peu plus large que le té avec via, avec des pertes en réflexion meilleurs que 15 dB de 40 à 62 GHz par rapport au 43 à 63 GHz respectivement. Le té avec via n'est pas optimisé pour la fréquence centrale, due à une erreur dans le fichier de fabrication, (positionnement du via, le paramètre h , à 75 μm au lieu de 200 μm). Mais, même avec cette correction, la largeur de bande est inférieure à celle de l'autre té. Quand il s'agit de résultats incluant les transitions, la différence entre les deux tés est moins prononcée, donc la transition masque le comportement du té seul. Il y a une ressemblance entre les mesures et la rétro-simulation avec un certain décalage en fréquence, toute comme ce que nous avons vu auparavant.

Dans les deux cas, il y a un trou dans la courbe de transmission pour le cas de simulation sans transition (croix rouges) à 63.9 GHz et 63.10 GHz. Ceci indique que, à cette fréquence, le mode TE_{20} est généré au niveau du via (ou encoche), ce qui est vu en simulations électromagnétiques. La fréquence de coupure étant de 31.39 GHz, la bande d'utilisation va de 39.24 GHz à 59.64 GHz, donc ces trous apparaissent au-delà de cette bande. La différence de phase entre les rétro-simulations et les mesures pour les deux dispositifs est également présentée sur la Figure 107 et sur la Figure 108. L'allure est bonne dans les deux cas.

Globalement, les résultats sont bons pour une première réalisation de tés où la faisabilité de deux types a été prouvée. En termes de fabrication, le té avec l'encoche triangulaire est plus facile à réaliser que le

té avec via, en sérigraphie. Un meilleur résultat pourra être envisagé en incluant un iris pour améliorer l'adaptation à l'entrée du té [99], et en modifiant les dimensions afin d'éviter la génération du deuxième mode.

III.2.8 Résultats des charges de type GLWG

La charge est conçue comme une forme de fuseau intégrée au bout du [GLWG](#). D'autres charges intégrées dans des [SIW](#) ont été publiées dans [100] et [101]. Dans le premier cas, un matériau absorbant Eccosorb GDS/SS-6M est utilisé soit comme un insert rectangulaire au bout du [SIW](#) (avec le bout court-circuité) soit comme une forme positionnée le long d'une paroi verticale (c.à.d. long une rangée de vias) avec une largeur qui s'agrandit avec la distance parcourue. La deuxième charge est aussi réalisée en technologie [SIW](#) avec un [TFR](#) (*Thin Film Resistor*) de forme rectangulaire au bout du [SIW](#) court-circuité.

Dans notre cas, nous avons choisi de réaliser un remplissage du [GLWG](#) à partir d'une ouverture dans la plaque supérieure du guide, c'est-à-dire une cavité formée avec l'aide du laser dans la couche supérieure du dispositif. La Figure 109 montre la topologie et les dimensions du dispositif.

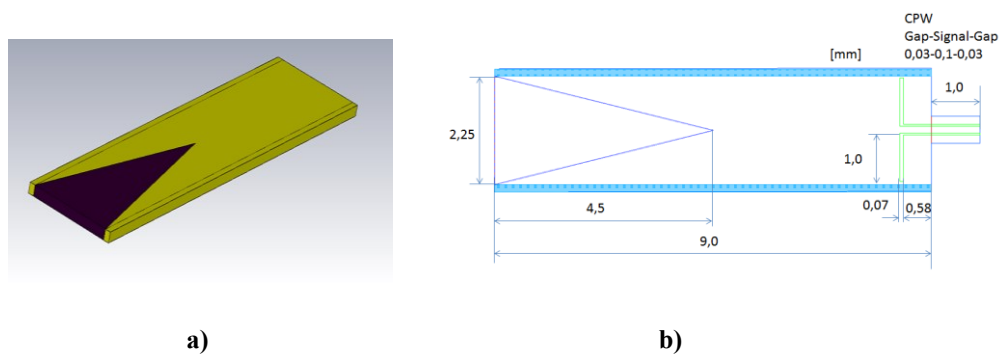


Figure 109. La charge : a) modèle simulé de la charge en topologie [GLWG](#). Le matériau absorbant est en coloris noir et l'or en jaune. Dans ce modèle, le [LTCC](#) est caché à l'intérieur du guide même si en réalité il est autour du [GLWG](#), comme vu sur la Figure 101., b) dimensions du dispositif incluant la transition [CPW](#) vers [GLWG](#).

Suite aux résultats des simulations électromagnétiques où différentes formes et longueurs de cette ouverture ont été testées, la forme triangulaire de la charge avec une longueur de $2 \times a_{\text{GLWG}}$ a été choisie. L'ouverture dans la plaque supérieure du [GLWG](#) est donc remplie avec un matériau absorbant. Le laser est utilisé, après la sérigraphie de la plaque supérieure, pour former l'ouverture du [GLWG](#). La raison de cette opération du laser après sérigraphie est que cela permet de diminuer la distance entre le métal de la plaque supérieure et le bord de l'ouverture de la charge du [LTCC](#).

Une autre manière d'absorber le signal est d'utiliser un matériau de type encre résistive, normalement prévu pour la réalisation des résistances par sérigraphie en technologie couches épaisses. Dans ce travail, ce type d'encre est facilement intégrable avec le [LTCC](#). Des simulations avec différentes

encres résistives ($100 \Omega/\square$, $1000 \Omega/\square$ et $10 \text{ k}\Omega/\square$) ont été réalisées dans le cadre de ce travail et on a trouvé qu'une encre de $1000 \Omega/\square$ donne les meilleurs résultats. Dans [CST](#), nous avons défini les matériaux à partir de sa résistance en volume recalculée à partir de la résistance en feuille (*sheet resistance*). Le résultat de la simulation pour cette encre de $1000 \Omega/\square$ (ou 40 S/m) est donné avec les mesures de la charge sur la Figure 110. Sur la même figure, sont également donnés les résultats d'une charge réalisée avec un matériau absorbant commercial, le MMI-SA [102].

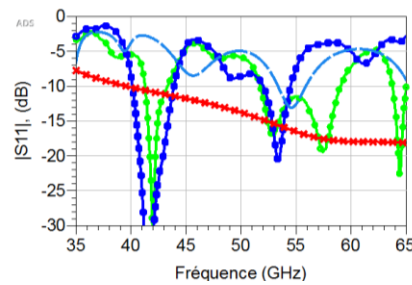


Figure 110. Résultats de rétro-simulation, $\epsilon_r' = 4.11$, de la charge avec l'encre $1000 \Omega/\square$ (pointillés bleus), mesures de la charge avec la même encre comme absorbant (cercles verts) et mesures avec le matériau Eccosorb MMI-SA comme absorbant (carrés bleus), le tout avec une transition [CPW](#) à [GLWG](#) intégrée. La courbe avec des croix rouges montre le coefficient de réflexion simulé, $\epsilon_r' = 4.5$, de la charge avec l'encre résistive sans transition.

L'impact de la transition peut se voir en comparant la courbe rouge (simulation sans transition) et la courbe bleu clair (simulation avec transition) pour la charge avec l'encre résistive, on pourra donc affirmer que la charge seule fonctionne correctement, mais il faut réaliser un kit de calibrage pour s'affranchir de l'impact de la transition afin de le prouver. Entre la simulation et la mesure de la charge de $1000 \Omega/\square$ (ligne bleu claire comparé avec courbe des carrés bleus) la réalité montre malgré tout un coefficient de réflexion plus fort sur toute la bande. Comme nous n'avons qu'un seul échantillon de chaque type, il n'est pas possible de généraliser. Les résultats des deux matériaux sont assez semblables, avec un petit avantage pour l'encre résistive.

III.3 Conclusion sur les briques de base

Nous venons de valider toute une gamme de [GLWGs](#), qui peut désormais être utilisée dans nos futurs modules millimétriques. La méthode de fabrication permettant de réaliser des tranchées métallisées a été confirmée, ainsi que d'autres méthodes nécessaires à la réalisation de dispositifs plus complexes. Nous avons vu que les [GLWGs](#) sur une couche de tape [LTCC](#) sont à préférer à ceux réalisés sur plusieurs couches, d'une part à cause de la difficulté supplémentaire quand il s'agit de réaliser les tranchées métallisées sur plusieurs couches, mais aussi à cause des performances inférieures aux prévisions pour ces dernières. Néanmoins, cette première expérience est importante si le besoin de réaliser un [GLWG](#) multicouche apparaît.

Les différentes procédures de fabrication sont rassemblées dans l'[Annexe 3](#), mais c'est principalement lors du travail sur les [GLWGs](#) que nous avons été amenés à y réfléchir et améliorer nos procédés de fabrication. Ce travail a été fait en même temps que le prototypage des dispositifs millimétriques, ce qui empêche parfois les répétitions et études approfondies, nécessaires pour vraiment s'assurer d'un bon résultat. Malgré le fait d'avancer simultanément sur la technologie de fabrication et sur le prototypage, nous avons obtenu des résultats convenables. Toutes ces réalisations nous permettent d'aborder avec confiance l'étape suivante, celle où l'intégration des puces actives sera étudiée.

IV. Conception d'un module actif en LTCC

TABLE DE MATIÈRES CHAPITRE IV :

IV.	Conception d'un module actif en LTCC	127
IV.1	Introduction.....	128
IV.2	Conception de puces MMIC	129
IV.3	Transitions FC entre le GLWG et une puce MMIC.....	132
IV.3.1	Solution avec plot « signal » connecté en mode FC et masse ramenée par câblage ..	132
IV.3.2	Solution intégrant un via métallisé pour connecter le signal de la puce.....	134
IV.3.3	Solution avec report FC utilisant trois billes pour le contact GSG.....	135
IV.4	Validation expérimentale des transitions GLWG vers flip-chip.....	138
IV.4.1	Résultats de la deuxième transition GLWG vers FC, en bande W	138
IV.4.2	Résultat de la troisième transition GLWG vers FC, en bande W	141
IV.5	Transitions LWG vers WG	146
IV.5.1	Comparaison des transitions.....	148
IV.5.2	Le développement de transitions en interne et premiers résultats de test.....	149
IV.5.2.1	Transition GLWG vers WG en LTCC	150
IV.5.2.2	Transition d'un GLWG sur le LTCC vers un WG standard	152
IV.6	Conclusion sur le module actif LTCC	159

IV.1 Introduction

Dans ce travail, le [GLWG](#) a été préféré comme support de transmission, grâce à ses pertes inférieures aux lignes micro-ruban et triplaque et à sa capacité de fonctionner aux fréquences visées dans cette thèse (200 GHz). D'autres avantages sont l'isolation parfaite entre ces guides et la capacité de devenir un élément tridimensionnel dans nos structures [LTCC](#). Tous ces arguments sont valables si nous pouvons interconnecter des puces aux guides, une nécessité pour fabriquer des modules actifs.

Dans l'état de l'art sur les techniques d'interconnexion, paragraphe I.2, nous avons vu que le micro-câblage utilisant le ruban ou *wedge* pourra être intéressant pour des dispositifs de type bande étroite et le *flip-chip* pour des dispositifs large bande.

Les supports de transmission ayant été validés, nous allons passer au montage des puces.

Dans le cadre de cette thèse, nous ne traitons que le cas de [MMICs](#) en technologie micro-ruban, typiquement réalisée sur [AsGa](#) de 100 μm d'épaisseur, des plots métallisés or et avec un plan de masse, car ce sont des puces fournies par Chalmers, [103]. Un exemple est présenté à la Figure 15.

Comme le support de transmission envisagé pour réaliser les modules est de type [GLWG](#), nous allons voir comment connecter un [MMIC](#) à ce type de support. Dans l'étude initiale sur l'interconnexion entre puces et supports, ce type d'interconnexion n'a pas été pris en compte, car dans la littérature, on ne trouve pas ce type de connexion, mais plutôt une connexion puce vers ligne micro-ruban suivie par une transition ligne vers [SIW](#), comme par exemple dans [78] et dans [104].

La technologie *flip-chip* a de faibles parasites inhérents à la méthode et offre la possibilité de réaliser des interconnexions très large bande, comme nous l'avons vu dans l'étude de l'art présenté en paragraphe I.4.6.

Au-delà du besoin d'intégrer des composants actifs dans le module, il faut également trouver un moyen de sortir de ce module pour le connecter aux guides d'ondes standards. Il est donc nécessaire d'étudier des solutions envisageables pour passer d'un [GLWG](#) vers un [WG](#). Pour cela, il nous faut faire un état des lieux pour ensuite réaliser des prototypes, ce qui est le but visé.

IV.2 Conception de puces MMIC

Cette thèse ne porte pas sur la conception de puces [MMIC](#), mais comme l'amplificateur faible bruit utilisé dans le but de valider le montage en technologie [FC](#) a été conçu par moi-même, je présente ce travail de conception ici.

La conception a été réalisée à *Microwave Electronics Laboratory*, [MEL](#), à l'école polytechnique Chalmers à Göteborg, Suède en 2006. Le projet intitulé [WBIFA](#) pour *Wide Band Intermediate Frequency Amplifier*, était piloté par l'[ESA](#), *European Space Agency*. Le but était de concevoir des amplificateurs de faible bruit, [LNA](#) (*Low Noise Amplifiers*) pour la radioastronomie dans différentes bandes de fréquence, dont 67-87 GHz pour cette puce, nommée « chip 3 ». Les spécifications sont données dans le Tableau 11.

Tableau 11. Spécifications pour le [LNA](#) du projet [WBIFA](#).

	Spécification	Commentaire
Fréquence centrale	77 GHz	
Gain S21	> 20 dB	
Largeur de bande à -1dB	20 GHz	67-87 GHz
Facteur de bruit à 300K	< 2.5 dB	
Température de fonctionnement	300 K	
Coefficient de réflexion sur l'entrée et sortie RF du LNA	≤ 15 dB	

La technologie à semi-conducteur choisie était la meilleure à l'époque, la technologie [mHEMT](#) mp15-01 de la fonderie Taiwanaise *WIN semiconductors* [105] fondée en 1999. Cette technologie utilisée est basée sur une structure métamorphique *high electron mobility transistor* ou [mHEMT](#) avec une longueur de grille de 0.15 μm . Le matériau semi-conducteur est l'[AsGa](#) avec les grilles du transistor réalisées à partir d'une écriture de faisceau directe, *E-beam lithography*. Les structures contiennent des couches AlInAs, $\text{In}_x\text{GaAs}_{1-x}$, InAlAs et InGaAs pour permettre au transistor d'introduire le bon fonctionnement du HEMT sur InP dont les performances en bruit sont très bonnes. La Figure 111 illustre bien les avantages d'un procédé mHEMT devant le pHEMT sur AsGa ou HEMT sur InP.

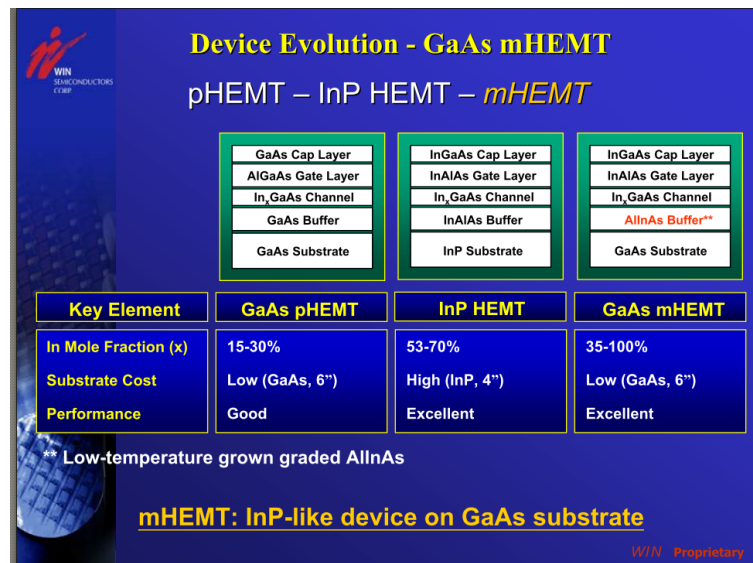


Figure 111. Le procédé WIN 15-01 comparé aux procédés pHEMT et InP HEMT. (Document interne avec la permission de WIN Semiconductors).

La fréquence maximale et la fréquence de transition sont 200 et 120 GHz respectivement. Pour information, ce procédé n'est plus disponible chez [WIN](#) ce qui explique l'absence de référence bibliographique.

[WIN](#) est une fonderie dite *fair-play*, c.à.d. qu'ils ne conçoivent pas des [MMICs](#) eux-mêmes en concurrence avec leurs clients, ils ne font que fabriquer des puces à partir des lay-out générés par leurs clients et de développer des procédés. Une force de [WIN](#), issue de la tradition des fonderies de Silicium, par rapport aux fonderies III-V concurrentes, comme OMMIC ou UMS, est que leur procédé de fabrication était déjà adapté à des galettes d'un diamètre de 6" tandis que leurs concurrents restaient à 4". (Ceci est rattrapé par les concurrents aujourd'hui). Une autre avantage est leur durée de fabrication pour un *tape-out* de 4 à 6 semaines, à comparer avec 4 à 6 mois pour OMMIC, et de leur qualité de procédé, très reproductible. Par contre, le kit de conception, le *design kit*, disponible était beaucoup moins élaboré que celui des concurrents et il a fallu un travail préalable pour développer un kit « maison » et de le valider avant ce travail. Comme nous travaillons à des fréquences au-delà de 60 GHz, les modèles de schéma basés sur des formules analytiques, ou empiriques, inclus dans [ADS](#) ne sont plus valables.

Le kit que nous avons élaboré contenait des composants passifs tels que des lignes, coudes, tés stubs, etc. en technologie micro-ruban, ainsi que des modèles de transistors élaborés au sein de [MEL](#). Les modèles micro-ruban ont été conçus avec les outils *Advanced Model Composer* ([AMC](#)) et *Momentum*, inclus dans le logiciel [ADS](#) d'Agilent. Des modèles paramétrés basés sur l'interpolation des calculs électromagnétiques (2.5 dimensions) ont été conçus.

Quand il s'agit de la conception de *chip 3*, le design kit développé a été utilisé pour établir le schéma initial et pour l'optimiser afin que le [LNA](#) remplisse les spécifications. Une fois optimisé, le lay-out a

été réalisé et une simulation « circuit » complète a été réalisée avec *Momentum*. Seuls les transistors n'étaient pas inclus, mais ont été ajoutées à la simulation finale où elles ont été co-simulées avec les résultats du circuit complet de *Momentum*. Cette stratégie était bonne car les mesures sont en bon accord avec les simulations. Le *chip 3* a été conçu en plusieurs variantes avec trois, quatre et cinq étages d'amplification et avec un réseau d'adaptation réactif entre chaque transistor, dit *reflection matched*. La variante à trois étages est le [MMIC](#) déjà montré sur la Figure 15, du chapitre I.4. La variante à quatre étages, « ck_chip3_4_st », est celle utilisée dans la suite. Ses paramètres S mesurés après fabrication sont présentés sur la Figure 112.

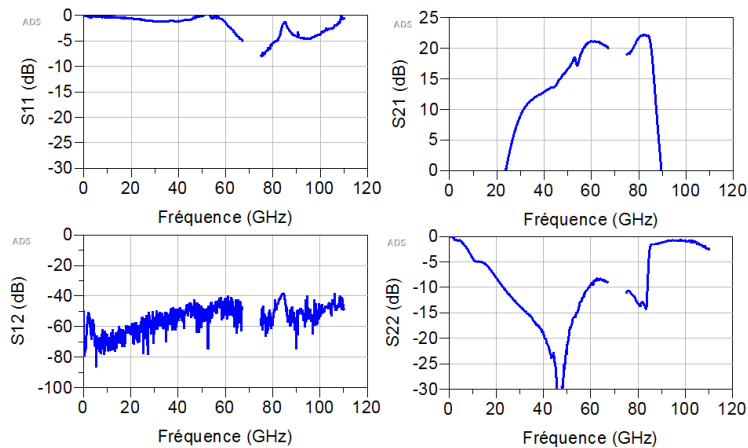


Figure 112. Paramètres S mesurés du [LNA](#) ck_chip3_4st_b avec V_g égale à -0.4 V et V_d égale à 1.5 V pour tous les étages, et I_d total égal à 43 mA. Chaque étage est constitué d'un transistor [mHEMT](#) de deux doigts de grille de 0.15 μm de longueur et 25 μm de largeur.

Chaque [LNA](#) a une capacité intégrée sur la ligne micro-ruban d'entrée et de sortie pour bloquer les tensions de la grille du premier étage et du drain du dernier étage. Les réseaux d'alimentation intègrent des capacités connectées à la masse pour court-circuiter tout signal [RF](#) qui remonte ces réseaux avant qu'il parvienne aux sources de tension continue. Ces mêmes capacités servent également à passer tout signal basse fréquence, venant de la source d'alimentation ou ailleurs, à la masse. De plus, dans l'alimentation des grilles sont placées des résistances pour la polarisation de celles-ci.

IV.3 Transitions FC entre le GLWG et une puce MMIC

Dans la littérature, on ne trouve pas de solution flip-chip sur [LWG](#), mais plutôt des solutions de micro-câblage vers une ligne micro-ruban, ou coplanaire, suivie par une transition vers [LWG](#). Cette solution est donc limitée en largeur de bande à cause du micro-câblage, et en plus elle réclame un plan de masse disponible pour la face arrière de la puce, ce qui nous ne convient pas. Par conséquent, nous commençons par étudier avec l'aide du simulateur électromagnétique une solution pour passer le signal des plots [GSG](#) des puces vers le [GLWG](#) de notre substrat.

IV.3.1 Solution avec plot « signal » connecté en mode FC et masse ramenée par câblage

Nous proposons une solution inédite, comme illustrée sur la Figure 113.

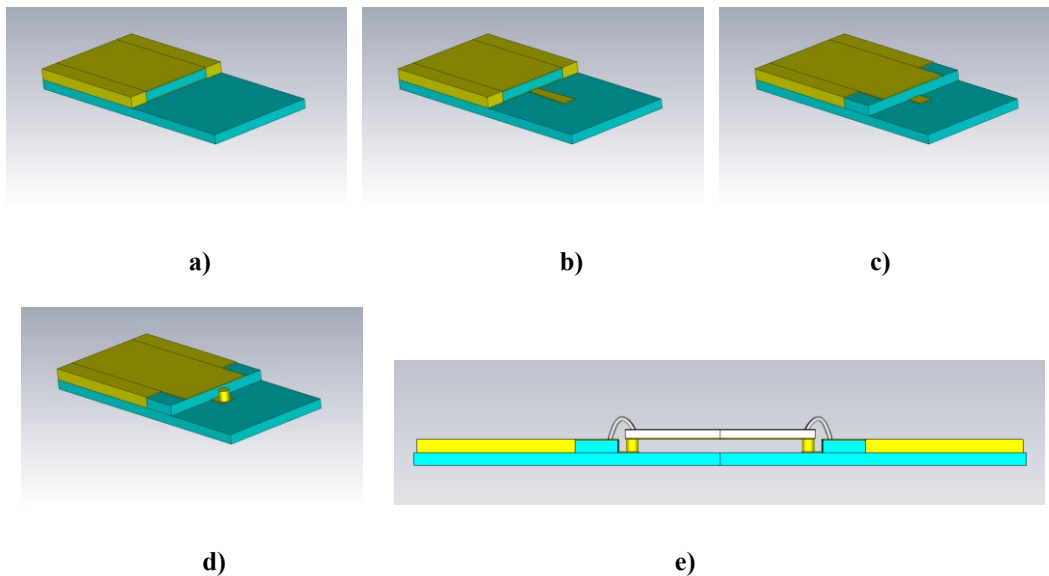


Figure 113. Transition [GLWG](#) vers [FC](#). Les parties bleues représentent la céramique et les parties jaunes les couches d'or ; a) le [GLWG](#), b) et c) une ligne micro-ruban est connectée au [GLWG](#), d) une bille est placée sur la ligne micro-ruban pour montage [FC](#) et, e) vue en coupe avec la puce montée, des fils connectent le plan de masse de la puce vers le haut du [GLWG](#).

Figure 113-b montre la transition [GLWG](#) vers un tronçon micro-ruban, qui est connecté à la plaque inférieure du [GLWG](#). La plaque supérieure sert de plan de masse pour la ligne [MS](#). Au-dessus et en dessous du taper de type micro-ruban se trouve du [LTCC](#), ce qui a comme effet que la permittivité effective de la ligne micro-ruban (taper) est égale à la permittivité relative du [LTCC](#). Les plots [RF](#) de la puce sont connectés aux billes et le plan de masse de la puce est connecté aux plans de masse de la

partie micro-ruban intégrée dans le substrat (c.à.d. le prolongement de la plaque supérieure du [GLWG](#)) en utilisant le micro-câblage. La puce est donnée une hauteur de 50 μm pour éviter une propagation de modes supérieurs dans son substrat. Les explications des dimensions sont détaillées sur la Figure 114.

La Figure 115 représente les résultats de simulation aux dimensions de la bande G , pour une structure tête-bêche comme illustrée sur la Figure 113. Le [GLWG](#) est conçu sur une seule couche.

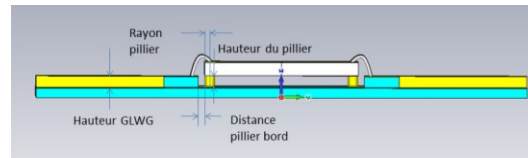


Figure 114. Dimensions du montage [FC](#) sur [GLWG](#). Vue de côté.

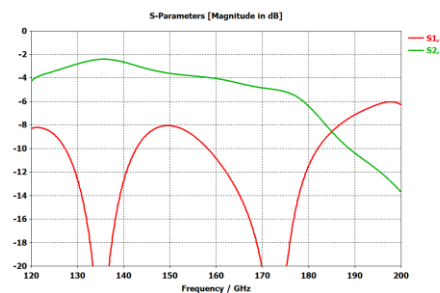


Figure 115. Résultats d'une simulation de la structure proposée. Ici, la hauteur de la bille (ou *bump*) est de 75 μm , son rayon est de 40 μm et la distance entre le bord de la puce et le bord du [LTCC](#) est 50 μm . Le [GLWG](#) est réalisé sur une couche. La longueur de la ligne micro-ruban sur la puce [MMIC](#) est de 1 mm, ainsi que les deux [GLWG](#)s.

Cette structure a une longueur totale de 3.84 mm ([GLWG](#) 2×1 mm, puce micro-ruban 1.2 mm, longueur micro-ruban dans le [LTCC](#) 2×0.27 mm). On pourra donc comparer ses pertes avec les résultats du [GLWG](#) « limite », Figure 68-b. Là, à 147 GHz, les pertes d'insertion était de 2.08 dB, ici pour la même longueur (ou presque) les pertes d'insertion sont de 2.38 dB, ce qui montre que la transition [FC](#) est très bonne. Par contre, l'allure du coefficient de transmission décroît rapidement au-delà de 170 GHz.

Cette solution comporte quelques difficultés quant à sa mise en œuvre. D'abord, il faut réaliser une cavité entre les deux plans de masse (extension de la plaque supérieure des [GLWG](#)s). Le métal doit couvrir le [LTCC](#) jusqu'au bord de cette cavité. Selon nos règles de conception, ceci n'est pas possible, il faut une distance entre métal et bord de 200 μm avant cuisson si on coupe la cavité avant la sérigraphie. Cette distance peut être diminuée jusqu'à une valeur inférieure de 50 μm avant cuisson, si la découpe est faite après sérigraphie, c.f. [Annexe 3.6](#).

La deuxième difficulté est de poser des billes aussi près du bord de la cavité. Nous avons à notre disposition une micro-câbleuse de type *ballbonder* et avec des outils spéciaux pour réaliser des billes ; la distance minimale entre le centre de la bille et le bord de la cavité est en théorie 90 μm . En réalité il

faut au moins ajouter 10 μm pour permettre à l'outil de parcourir les excursions des vibrations ultrason.

Une troisième difficulté repose sur le fait que les plots d'entrée et sortie des puces [MMIC](#) sont souvent en retrait par rapport au bord de la puce. Ceci fait que la puce risque de dépasser des plans de masse micro-ruban/[GLWG](#) et on aura donc un effet capacitif non souhaité entre la masse de la puce et la masse micro-ruban/[GLWG](#).

IV.3.2 Solution intégrant un via métallisé pour connecter le signal de la puce

Pour régler ces problèmes la solution d'un via métallisé et de soulever la puce d'une couche est choisie. Donc, au lieu de placer une bille sur la ligne, comme le montre les illustrations ci-dessus, on remplace la bille avec un via métallisé intégré dans le [LTCC](#) avec une bille placée dessus pour ensuite connecter la puce en mode [FC](#). La Figure 116 illustre ce montage. Sous la face du [MMIC](#), une cavité est réalisée avec pour seul but d'éloigner la face de la puce de la face du [LTCC](#) afin de garder un volume d'air près de la surface de la puce (qui est conçue pour un environnement d'air « suffisant »). Selon nos simulations, Figure 117, cette deuxième solution est un peu moins bonne que la première, mais elle a l'avantage d'une réalisation plus facile. Excepté la partie [LTCC](#) sous la puce, les dimensions du dispositif restent identiques avec celles données auparavant.

Cette variante, sans la cavité, a été réalisée est validée partiellement, voir le paragraphe IV.4.

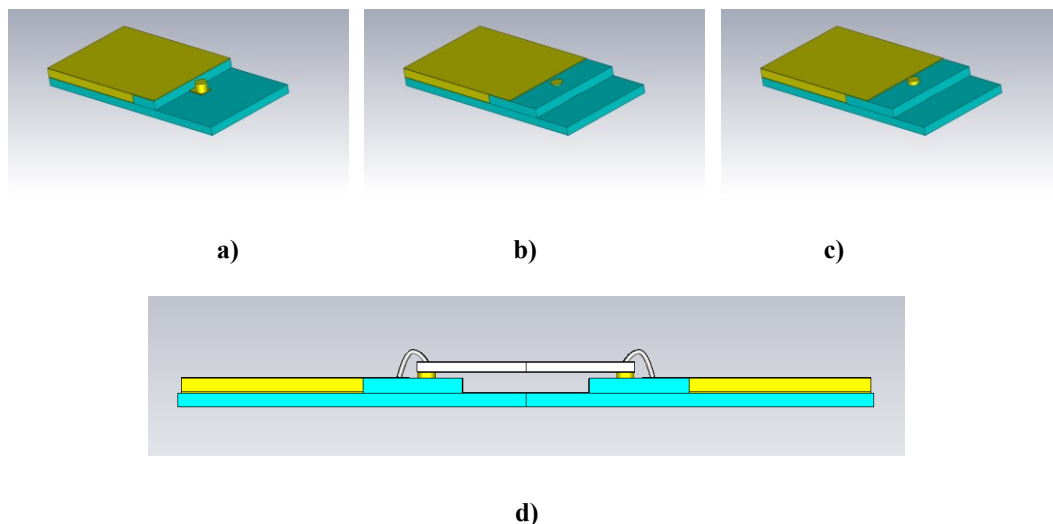


Figure 116. Deuxième solution du montage [FC](#). La puce est désormais montée au-dessus de la cavité pour alléger les dimensions de fabrication : a) le [GLWG](#) avec une ligne micro-ruban et un via, b) le via est enveloppé par du [LTCC](#), c) la bille pour le montage [FC](#) est placée sur le via et d) vue de côté après le montage de la puce et micro-câblage pour connecter la plan de masse de la puce au [GLWG](#).

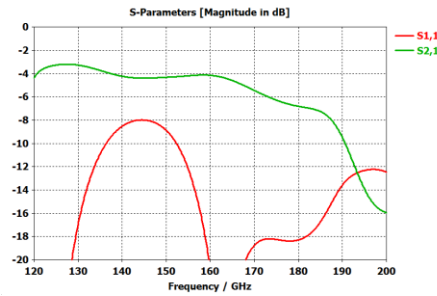


Figure 117. Résultats de simulation, $\epsilon_r' = 4.5$, pour le montage FC en bande G comme présenté dans la Figure 116-a et -c. Le diamètre des vias est $100\ \mu\text{m}$ ainsi que le diamètre des billes, la hauteur des billes est $25\ \mu\text{m}$ et la distance entre les billes et les plans de masse est $65\ \mu\text{m}$. Le GLWG est réalisé sur une couche.

En termes de performance, cette solution est légèrement meilleure que la première si on compare les paramètres S de la Figure 115 avec ceux de la Figure 117.

Même si cette solution semble plus facile à réaliser que celle proposée auparavant, on risque quand même d'échouer lors du positionnement des fils d'or entre la face arrière de la puce et la plaque GLWG. Lors du micro-câblage, une pression est appliquée, ce qui pourra amener les contacts FC à se défaire. Nous avons donc finalement opté pour une troisième solution, qui est présentée dans le paragraphe IV.3.3.

IV.3.3 Solution avec report FC utilisant trois billes pour le contact GSG

Par rapport à la deuxième solution, où la connexion du plan de masse avec de multiples fils de *bonding* peut s'avérer difficile à mettre en œuvre, nous avons opté pour une solution où le plan de masse de la puce sera relié à la plaque métallique supérieure du GLWG en utilisant des billes FC entre les plots GSG de l'entrée et la sortie RF de la MMIC et des plots correspondants sur le dispositif LTCC. L'avantage de cette solution est que toutes les connexions entre la puce et le substrat seront faites en une seule opération. Le désavantage est lié à la petite distance entre les plots GSG, qui sont conçus pour faciliter les mesures sous pointes, avec un entraxe entre pointes (et ainsi entre plots), très souvent entre 100 et $150\ \mu\text{m}$. Ceci a pour effet que le via d'accueil pour la bille « chaude » et les deux plots pour les billes de masse vont être séparés de très peu et nous allons devoir faire une ablation au laser pour ne pas court-circuiter les trois plots destinés à y placer les billes.

Cette dernière solution est illustrée sur la Figure 118. Nous utilisons les plots GSG, qui existent normalement sur toute puce MMIC, afin de pouvoir la mesurer sous pointes, pour joindre le plan de masse de la face arrière de la puce avec la plaque supérieure du GLWG. Les plots de masse sont reliés à la face arrière de la puce (son plan de masse) avec des vias métallisés qui traversent la puce. Ces plots de masse vont donc être connectés avec le dessus du GLWG avec l'aide des billes FC, tandis que le plot central de la puce sera relié avec la plaque inférieure du GLWG d'abord avec une bille FC suivi

par un via métallisé, qui traverse la couche supérieure du [LTCC](#), pour descendre d'une couche et se connecter au *taper* qui se trouve au bout du [GLWG](#).

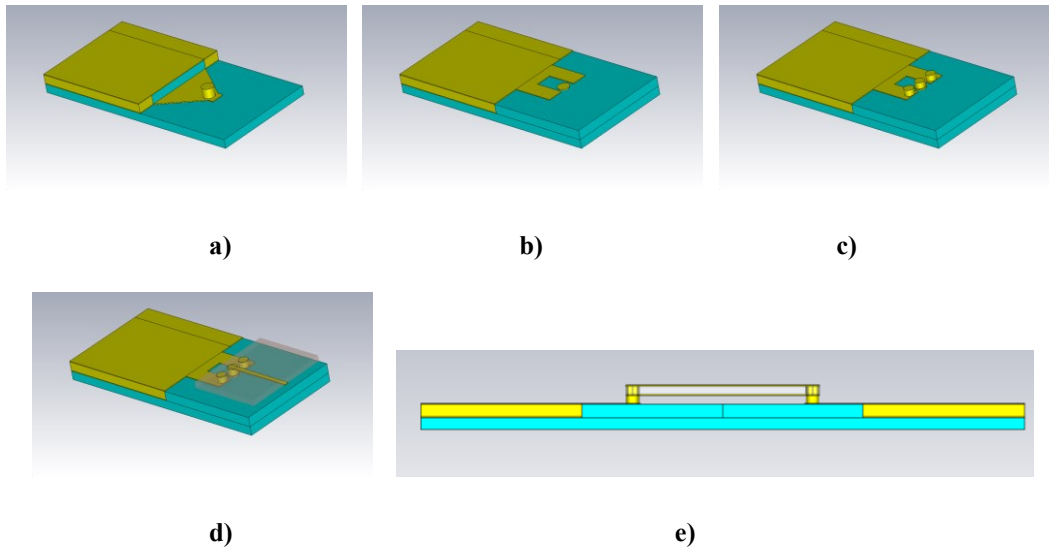


Figure 118. Transition entre le [GLWG](#) vers [FC](#) en utilisant les vias métallisés du [MMIC](#) pour reporter la masse. Ici, les billes ont une hauteur de $50\ \mu\text{m}$, avec un rayon de $40\ \mu\text{m}$. Le [GLWG](#) est réalisé sur une couche ; a) ligne micro-ruban de type « taper » connecté à la plaque inférieur du [GLWG](#), b) la plaque supérieure du [GLWG](#) est étendue pour faire deux plots de masse, c) trois billes [GSG](#) sont déposées sur le substrat pour un montage [FC](#) de la puce [MMIC](#), d) le plot [GSG](#) de la puce est connecté aux billes et deux vias de la puce relient son plan de masse, e) vue de l'ensemble.

Par rapport aux autres solutions proposées, la réussite de cette solution dépend aussi de la conception des plots [GSG](#) sur la puce, de la forme des vias et l'emplacement des plots [GSG](#). Dans l'exemple vu ici, nous avons modélisé ses trois plots comme des octogones de diamètre de $80\ \mu\text{m}$ et avec un entraxe de $125\ \mu\text{m}$. Les vias des plots de masse, qui traversent la puce, ont le même diamètre et sont positionnés directement sous les plots. En réalité, d'autres dimensions et formes existent. La largeur du *taper* au niveau du [GLWG](#) est égale à a_{LWG} pour une meilleure performance dans ce cas. D'autre part, les dimensions utilisées dans les deux solutions précédentes sont employées ici pour une comparaison juste.

Les performances de cette solution, voir Figure 119, issues de simulations, sont encore un peu améliorées par rapport à celles obtenues pour les autres variantes, surtout au niveau des pertes de transmission.

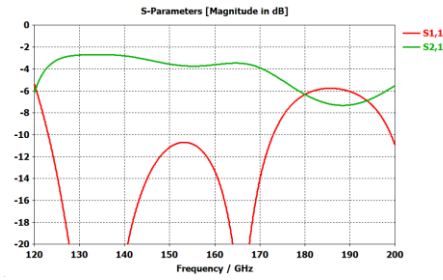


Figure 119. Résultats des simulations, $\epsilon_r = 4.5$, de la troisième solution [FC](#) comme illustré sur la Figure 118.

La mise en œuvre de ce dispositif, ainsi que la validation en mesure, est décrite dans le paragraphe suivant. Cette troisième solution de montage [FC](#) est ensuite réalisée pour un [MMIC](#) de type [LNA](#) fonctionnant de 67 à 87 GHz.

IV.4 Validation expérimentale des transitions GLWG vers flip-chip

Pour valider les propositions vues auparavant, nous avons réalisé les prototypes des deux dernières variantes. Les enseignements tirés de ces essais sont détaillés dans les sections qui suivent.

IV.4.1 Résultats de la deuxième transition GLWG vers FC, en bande W

Cette transition a été incluse dans le prototype où les différents [GLWGs](#) en bande V , W et G étaient réalisés pour la première fois (voir chapitre III.1.3). Sur le même substrat se trouvent les transitions destinées au montage [FC](#) d'une puce [MMIC](#), comme le montre la Figure 120. Les étapes de fabrication sont décrites dans l'[Annexe 3.3](#) et l'[Annexe 3.4](#). Pour la validation préalable, celle en bande W a été utilisée.

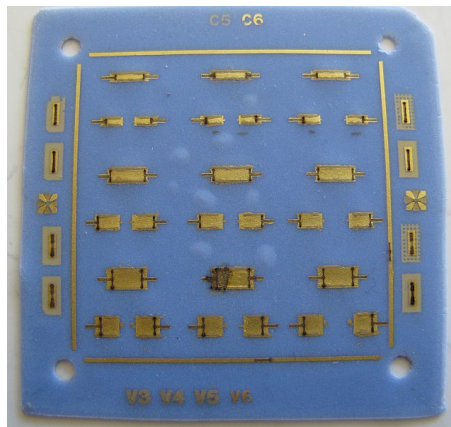


Figure 120. Les dispositifs pour tester la transition entre [GLWG](#) et montage [FC](#), en bande G sur la deuxième ligne du haut, W sur la quatrième ligne du haut et V sur la ligne toute en bas. Dans ces cas, les [GLWGs](#) sont tous réalisés sur une seule couche de [LTCC](#).

Du fait que nous n'avons finalement pas eu accès aux puces de test convenables, il a fallu procéder d'une manière différente pour la validation expérimentale : nous avons eu recours à la méthode de *ribbonbonding*. Trois rubans, d'une largeur de 50 μm , ont été positionnés en parallèle entre les plots de masse, signal et masse des deux [GLWGs](#) comme illustré sur la Figure 121 et sur la Figure 122. De fait, les trois rubans représentent une ligne coplanaire, permettant ainsi de mesurer le fonctionnement des transitions. Le même cas a été simulé pour permettre la comparaison entre les dispositifs réalisés et simulés. Dans les simulations et les mesures, la transition [CPW](#) vers [GLWG](#), du même type que

celle utilisée précédemment, est prise en compte dans la simulation [ADS](#). Sur le graphique de la Figure 123 se trouve la comparaison entre les mesures et les simulations.

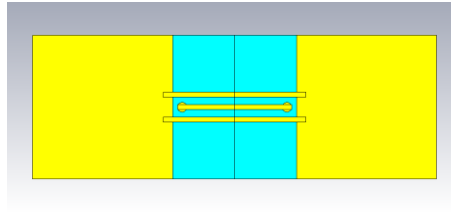


Figure 121. Modèle sous [CST](#) utilisé pour comparer les mesures avec simulation pour la validation d'un circuit passif. La longueur des rubans [CPW](#) est $1170\text{ }\mu\text{m}$ sur l'image. Les simulations sont également faites pour des longueurs de $1570\text{ }\mu\text{m}$ et $2670\text{ }\mu\text{m}$. Pour bien comparer le résultat avec les mesures, les deux transitions [CPW](#) vers [GLWG](#) sont incluses dans le graphique de la rétro-simulation.

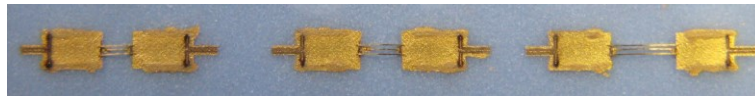


Figure 122. Validation d'un circuit passif des transitions [CPW](#) vers [GLWG](#) vers [FC](#) suivies par trois rubans coplanaires, en mode tête-bêche. Ces dispositifs sont ceux en bande *W*.

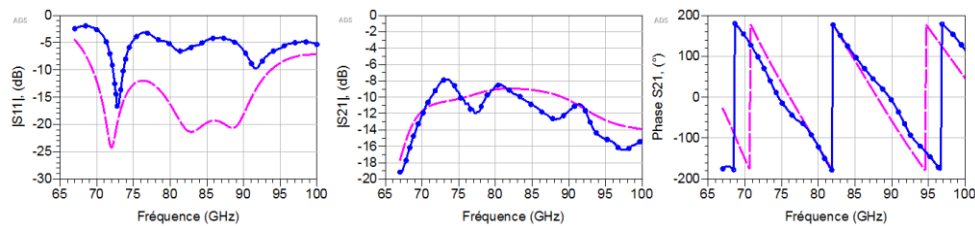


Figure 123. Comparaison entre simulation, $\epsilon_r' = 4.11$, (magenta) et mesures (cercles bleus) de la transition [CPW](#) vers [GLWG](#) vers [FC](#) suivie par trois rubans coplanaires, en mode tête-bêche. La longueur des rubans coplanaires dans cet exemple est de $2670\text{ }\mu\text{m}$.

La courbe en réflexion a la bonne allure, mais le niveau mesuré est loin de celui simulé. Les pertes d'insertion sont tantôt à un bon niveau, tantôt plus élevées. Cela peut s'expliquer, d'une part, du fait des rubans attachés à l'aide du micro-câblage et qui ne sont pas complètement parallèles, entre eux. Il y a une variation en hauteur disparate entre les trois rubans, le long de leur longueur totale. Ceci est impossible à éviter au niveau de ce type câblage pour des rubans aussi longs (entre 1.2 et 2.7 mm). D'autre part, lors de la réalisation de ce prototype, nous avons eu un souci de débordement d'encre lors du remplissage des vias (et tranchées). En conséquence, les plots des vias n'ont pas la dimension prévue, mais sont déformés. Ceci est détaillé sur les photos de la Figure 124. Pour les « récupérer », il a fallu utiliser le laser afin de réaliser une ouverture entre le plot et la plaque supérieure du [GLWG](#).

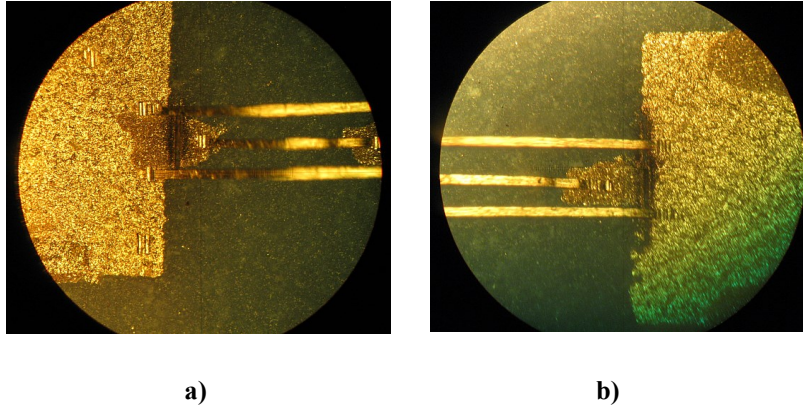


Figure 124. Les plots des vias sont déformés du fait de débordement de l'encre lors du remplissage des vias :a) un exemple de débordement suivi par de l'ablation laser (plot de $\sim 150 \times 250 \mu\text{m}^2$), b) un autre plot où les dimensions sont $\sim 420 \times 200 \mu\text{m}^2$.

Une deuxième rétro-simulation, où des plots élargis sont ajoutés au modèle, améliore partiellement la conformité entre mesure et simulation. Le modèle est illustré sur la Figure 125 et les résultats de simulation se trouvent sur la Figure 126. Avec ces plots, la rétro-simulation et les mesures sont un peu plus proches, mais le coefficient de réflexion est toujours un peu sous-estimé en simulation et les ondulations en transmission n'apparaissent pas. La phase mesurée est en bon accord avec la phase simulée.

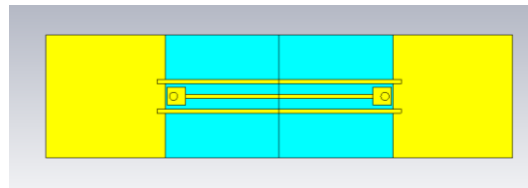


Figure 125. Modèle corrigé pour prendre en compte le débordement de l'or autour des vias. Incontestablement, ces plots élargis sont trop « parfaits » par rapport à la réalité comme le montre la Figure 124.

Obtenir un modèle par rétro-simulation qui se rapproche encore plus de la réalité s'avère très difficile à partir de ces prototypes, principalement du fait des ondulations des rubans et de la variation du débordement de l'or autour des plots.

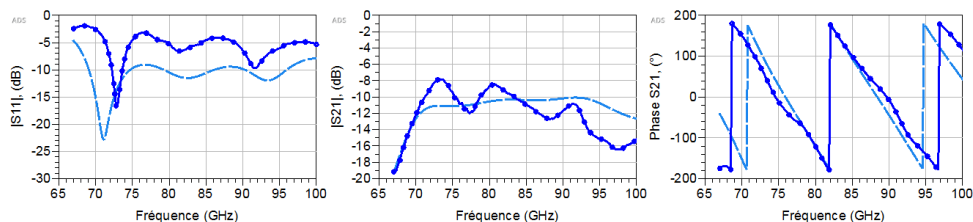


Figure 126. Comparaison entre résultats issus de rétro-simulation (pointillés bleus) et des mesures (cercles bleus foncés) du dispositif où des plots élargis sont rajoutés au modèle.

Nous avons malgré tout pu juger de la performance de cette transition, même si le câblage à partir de la face arrière de la puce vers la plaque haute des [GLWGs](#) pour connecter la masse n'est pas pris en

compte dans cette validation. En outre, ce test nous a permis d'approuver la méthode de validation expérimentale en l'absence de puces, ce qui sera utile dans le futur. Cependant, cette transition proposée deviendra moins intéressante si la troisième variante fonctionne mieux, du fait de son montage plus commode.

IV.4.2 Résultat de la troisième transition GLWG vers FC, en bande W

Pour la troisième variante de la transition, que nous pensons être la plus adaptée au montage [FC](#), nous allons essayer de la tester avec une puce [MMIC](#) fonctionnelle. Nous avons à notre disposition des [MMICs LNA](#), conçus à Chalmers (voir chapitre IV.2). La puce choisie pour cette validation est un amplificateur à quatre étages avec un gain d'environ 20 dB. Pour cette puce, les plots [GSG](#) sont octogonaux avec un entraxe de 150 μm et les vias métallisés, de forme rectangulaire, sont positionnés derrière le plot. Le lay-out dessiné sous [ADS](#) se trouve sur la Figure 127. Deux versions ont été réalisées : une première, avec les alimentations continues (DC) des tensions pour le drain (V_d) et la grille (V_g), en utilisant le matériau [ESL41110](#) pour réaliser les condensateurs de découplage (qui renvoient tout signal alternatif présent sur les lignes d'alimentation DC vers la masse) et une seconde en utilisant un matériau de plus forte permittivité relative (16-18), le [ESL41060](#). La technique adoptée est décrite dans l'[Annexe 3.7](#). Dans les deux cas, le lay-out d'alimentation DC permet d'accéder aux plots de la puce, soit avant, soit après ces condensateurs. Le lay-out est réalisé avec des accès [CPW](#) (transitions [CPW](#) vers [GLWG](#) habituelles) pour permettre des mesures sous pointes. La transition est, bien sûr, adaptée à la bande de fréquences visée.

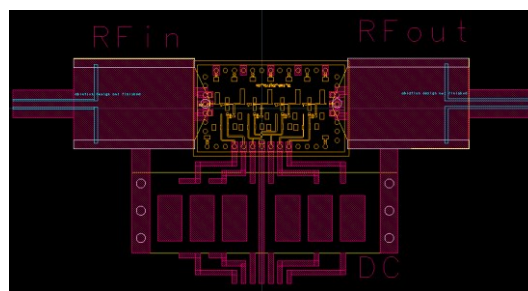


Figure 127. Le lay-out de montage du [LNA](#) en mode [FC](#). Ici avec des condensateurs intégrés ([ESL41110](#)).

Les étapes de réalisation sont illustrées sur la Figure 128. Dans ce cas, nous avons eu besoin de toute la batterie d'améliorations détaillées dans l'[Annexe 3](#).

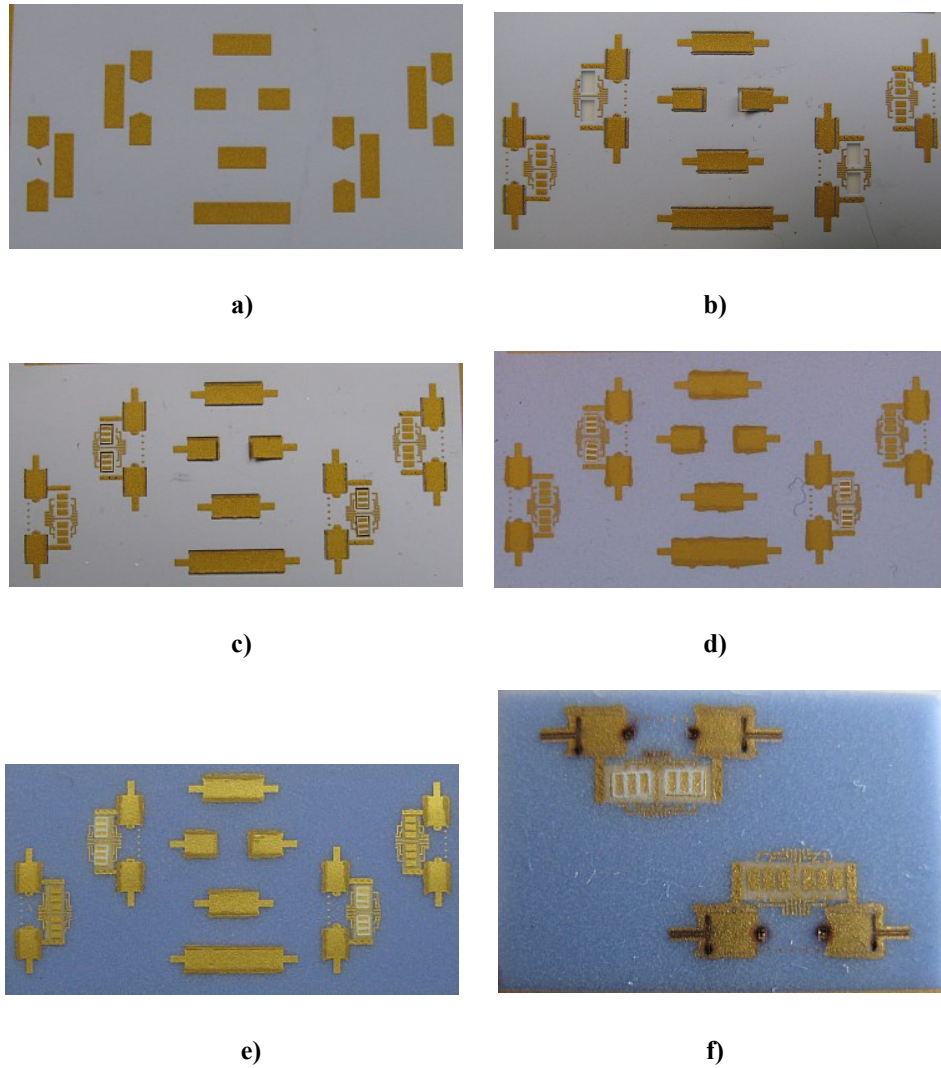


Figure 128. Les étapes de fabrication du prototype [LNA](#) : a) sérigraphie de la couche de métal inférieure des guides d'ondes (couche 7), b) sérigraphie de la couche de métal supérieure (couche 8) et découpe des cavités des inserts pour les capacités, c) la couche supérieure après l'insertion des capacités de forte permittivité, d) le substrat après empilage, remplissage des tranchées et lamination, e) après cuisson, f) après ablation des transitions [CPW](#) vers [GLWG](#) et l'ablation autour des plots [FC](#). La variante avec capacités insérées en haut et capacités intégrées en bas.

Pour confirmer au préalable les performances de la transition seule (sans l'impact de l'amplificateur), nous avons utilisé la méthode détaillée dans le paragraphe IV.4.1 ci-dessus. Les photos de la Figure 129 montrent comment cela a été réalisé.

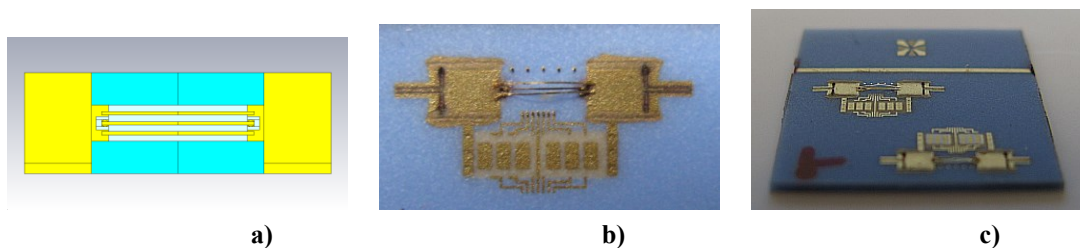


Figure 129. Les rubans coplanaires qui permettent de réaliser une mesure tête-bêche : a) modèle de simulation (les transitions [CPW](#) vers [GLWG](#) sont rajoutées en simulation), b) vue de dessus, c) vue en perspective.

La Figure 130 montre les résultats de deux montages (cercles rouges et cercles bleus) sensés être identiques. Le fonctionnement obtenu est correct, avec cependant un certain écart entre les mesures et la simulation, et aussi une différence assez prononcée entre les deux montages. Pour l'une, en bas de bande, les pertes de transmission mesurées sont plus faibles qu'en simulation, tandis que pour l'autre c'est inverse. Ceci peut être expliqué par le fait que les rubans dans le modèle simulé sont parfaitement parallèles tandis qu'en réalité leur distance dans le plan varie, ce que la Figure 129-b montre. De plus, nous avons comme précédemment une ondulation en hauteur entre les trois rubans, sur la totalité de leur longueur (voir Figure 129-c).

Ce contrôle permet, au moins partiellement, de valider cette structure qui servira ultérieurement pour le montage [FC](#). Il faut toutefois se souvenir que les lignes coplanaires ne sont nullement un vrai « remplaçant » du [MMIC](#), mais que cela donne néanmoins des renseignements précieux sur le dispositif.

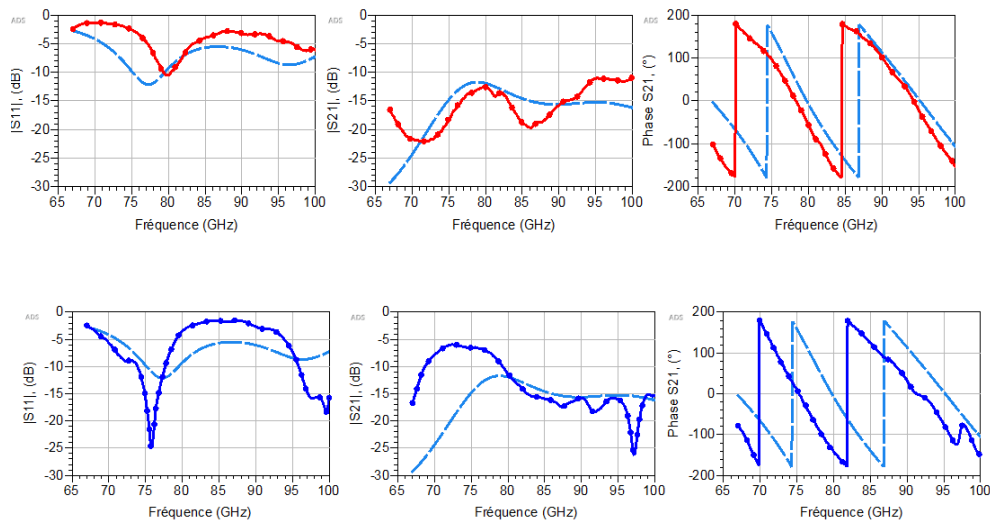


Figure 130. Comparaison entre simulation et mesure de la structure totale prévue pour deux montages, où la puce a été remplacée par trois rubans coplanaires. Résultats de simulation (pointillés bleus) et mesures du dispositif 1 (cercles rouges) et du dispositif 2 (cercles bleus).

Pour le montage [FC](#), il a fallu demander l'aide de [MEL](#) à Chalmers, où une machine de report de puces de type PP-5 de FP Palomares/Céfori ingénierie est disponible. Les billes flip-chip en or ont, au préalable, été déposées sur les plots de la puce avec une machine de micro-câblage. Les plots [RF](#) du dispositif [LTCC](#) sont un peu abîmés, à cause du passage du laser pendant l'étape d'ablation, laissant des résidus de charbon et/ou verre refondu qui rendent plus difficile l'accroche des billes sur ces plots. La Figure 131 montre le montage [FC](#) qui, malgré tout, a pu être réalisé. Sur la photographie, les capacités ne sont pas encore connectées aux lignes d'alimentation. Malheureusement, ce montage n'est pas bon car les puces sont décalées en position d'à peu près 150 μm (vers le haut sur la Figure 131-b) ce qui a provoqué le non-contact entre les plots du [LTCC](#) et les plots de la puce. Ce problème est dû au mauvais calibrage, ou un entretien défaillant de la machine [FC](#). Il a donc fallu valider cette troisième

IV. CONCEPTION D'UN MODULE ACTIF EN LTCC

solution à partir de la méthode des rubans [CPW](#) comme nous venons de le faire précédemment. Il faudra se contenter des résultats de simulations intégrant le [LNA](#).

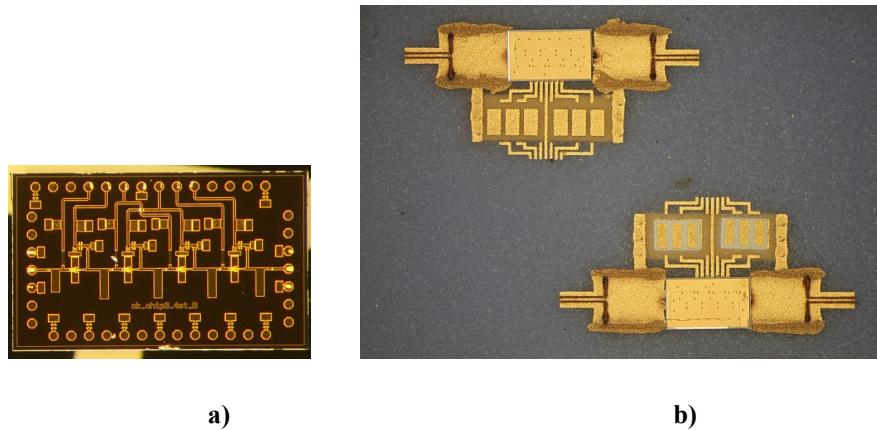


Figure 131. Montage du [MMIC LNA](#) en mode [FC](#) sur le substrat [LTCC](#) : a) Le [LNA](#) vu de face, b) Deux [LNAs](#) montés sur le substrat, en haut la version avec capacités intégrées et en bas la version avec des capacités d'insertion. Dans les deux cas, on voit comment le remplissage des tranchées a laissé de l'or couler sur la couche supérieure. Ceci n'a pas d'impact sur le fonctionnement des circuits.

L'impact de la transition seule peut être masqué par les performances de la puce. Une première simulation est faite pour voir cet impact, en mettant en cascade un [GLWG](#) avec sa transition vers [FC](#), le [LNA](#) et finalement une autre transition [FC](#) vers [GLWG](#). Une seconde simulation est réalisée avec des transitions [CPW](#) vers [GLWG](#) rajoutées aux extrémités des deux [GLWG](#)s. Ceci est illustré sur le graphique de la Figure 132. La courbe rouge est celle qui sera comparée avec les mesures du dispositif complet.

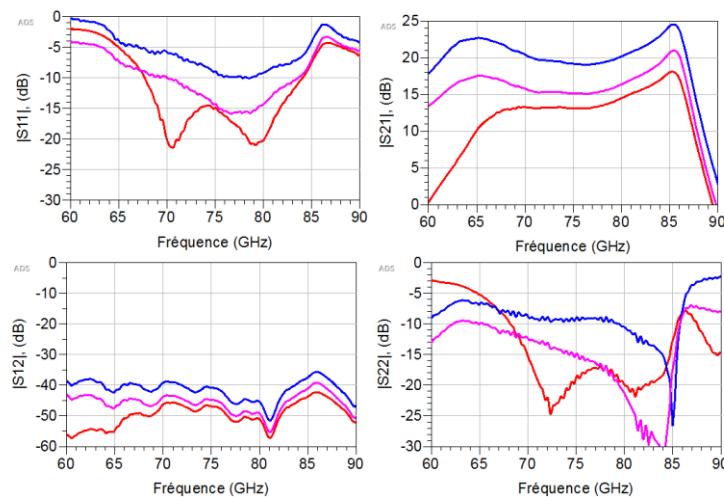


Figure 132. Paramètres S : en bleu) performance du [LNA](#) seul, en magenta) performance du [LNA](#) monté en mode [FC](#) incluant la transition [FC](#) vers [GLWG](#) et en rouge) le [LNA](#) monté incluant la transition [FC](#) vers [GLWG](#) ainsi que la transition [GLWG](#) vers [CPW](#).

La différence entre la performance du [LNA](#) mesuré et la simulation de ce même [LNA](#) monté en mode [FC](#), quand l'impact de la longueur des [GLWG](#)s est enlevé, est visible sur le graphique de la Figure

133. On pourra donc conclure que les deux transitions [GLWG](#) vers [FC](#) donnent des pertes comprises entre 4.7 et 2.8 dB sur la bande, ce qui revient à 2.3 à 1.4 dB par transition.

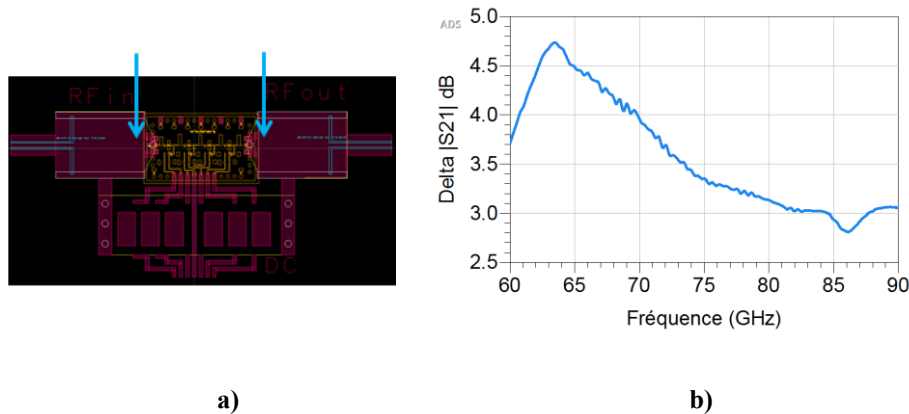


Figure 133. Impact du montage [FC](#) quand les transitions et [GLWGs](#) ne sont pas prises en compte : a) position des plans de référence, b) la différence en dB.

Ces pertes supplémentaires ne sont pas anormales : pour une étude préalable, où une puce de la même famille de [LNA](#) (cinq étages et 25 dB de gain) était montée sur un substrat [Al₂O₃](#) avec des lignes coplanaires et une transition comme celle vue au chapitre I.4.5.1, nous avons obtenu un résultat du même ordre. Ceci est présenté sur la Figure 134. Ici, typiquement, les pertes rajoutées sont d'environ 5 dB sur la bande, avec les deux lignes [CPW](#) qui comptent pour 2 dB au total.

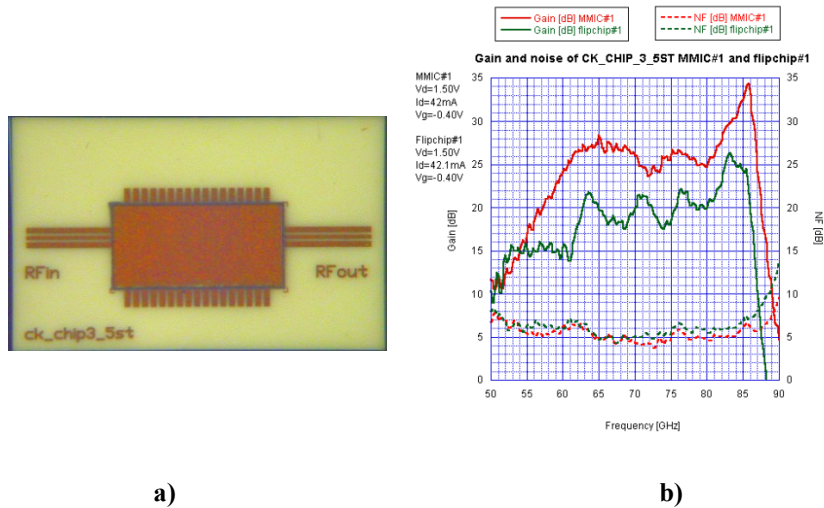


Figure 134. Impact du montage [FC](#) d'un [LNA](#) de cinq étages. a) montage, b) gain et bruit de phase mesuré, en rouge pour la puce seule et en vert après le montage [FC](#). Les lignes [CPW](#) sur [Al₂O₃](#) sont de 1 mm de longueur et compte pour 1 dB de perte chacune. Données non publiées du projet [WBIFA](#).

Cette validation termine la partie de solutions de montage [FC](#) pour connecter une puce active aux [GLWGs](#). Ce travail va être repris dès que nous accèderons à une machine [FC](#) pour faire notre propre montage. La sous-traitance d'une étape aussi délicate n'est pas à recommander, vu le manque de contrôle que cela présente

IV.5 Transitions LWG vers WG

Pour la dernière étape, nous allons étudier une transition du [GLWG](#) vers un [WG](#) extérieur. Ceci est indispensable pour pouvoir réaliser des modules complets.

Dans la recherche des transitions des lignes planaires au guide d'ondes, des critères comme la possibilité de l'intégrer avec un substrat [LTCC](#) ont été prioritaires. D'autres critères ont été les pertes de réflexion et d'insertion et la largeur de bande, sachant que nous visons le développement de dispositifs plutôt large-bande dans le cadre de cette thèse, ou autrement dit, nous visons à montrer que ces boîtiers seront possibles à adapter pour différents puces quelles que soient leurs largeurs de bande. Nous allons parcourir des exemples de transitions de [LWGs](#), micro-ruban et antennes vers un guide d'ondes et à la fin de ce chapitre sera présenté un tableau de comparaison. Le choix du type de transition sera fait après des simulations adaptées au [LTCC](#).

La Figure 135 montre une transition publiée en 2007, [106] par [ETRI](#) et [IMST](#). Dans ce travail, un substrat multicouche de [LTCC](#) est utilisé pour passer d'un guide métallique monté sur le substrat, à un guide en [LTCC](#), puis à une structure [SIW](#) qui sera finalement transformée en micro-ruban. Cette solution est réalisée à 40 GHz pour passer le signal d'un module [TRX](#) (Module émetteur et récepteur). Pour la partie présentée sur la Figure 135, des mesures montrent une bonne adaptation (< -15 dB) entre 39 à 42 GHz avec des pertes d'insertion autour de 1.3 dB.

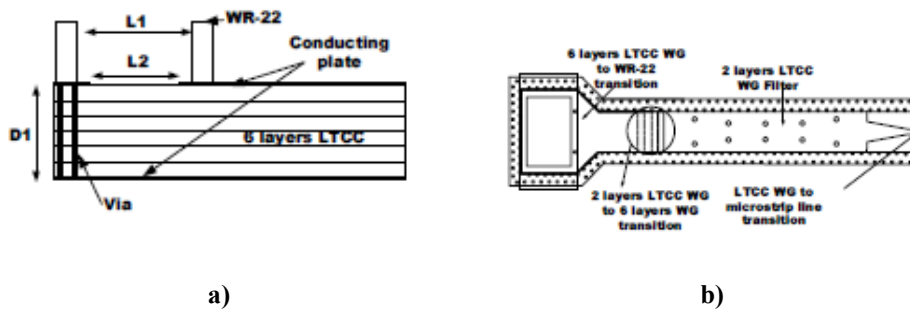


Figure 135. a) Transition [WG](#) vers [SIW](#) en [LTCC](#) et b) transition [WG](#) vers [SIW](#) à [MS](#) avec un filtre intégré [106].

Dans [107] est présentée une transition d'un guide d'ondes vers un [SIW](#), avec les deux transitions orientées horizontalement, voir la Figure 136. Le [SIW](#) est réalisé en utilisant un substrat de type RT/Duroid5880. À l'extrémité du [SIW](#) est incluse une sonde rayonnante et le substrat est inséré entre deux pièces métalliques qui forment une transition conique en hauteur allant vers le guide de dimensions WR-28. Parmi les transitions que nous avons vues dans ce chapitre, celle-ci a la meilleure largeur de bande, 37 %, avec sa fréquence centrale à 33.5 GHz et des pertes d'insertion de 2.5 dB pour une réalisation tête-bêche, ce qui devrait donner 1.25 dB de pertes pour une transition seule.

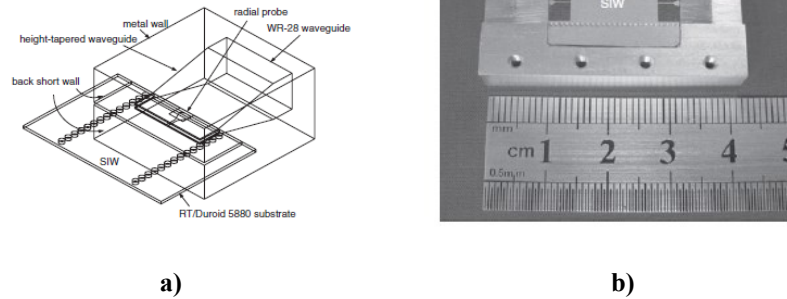


Figure 136. Transition d'un guide d'ondes vers un SIW [107], a) concept, b) exemple de transitions montées en tête-bêche.

Il y a quelques doutes avec cette transition. D'une part, la coupe entre les deux parties du guide d'ondes métallique est placée dans une position non favorable au champ électrique selon [70] et la Figure 46. Un mauvais contact électrique entre les deux parties augmentera les pertes. D'autre part, la largeur du SIW et du guide d'ondes en métal est la même, mais avec la permittivité relative de 2.22 pour le SIW comme présenté dans cette publication, la fréquence de coupure du SIW est $0.67 \times$ la fréquence de coupure du WG.

Un brevet déposé en 2011 propose une transition SIW vers WG avec un très bon résultat, [108]. Pour améliorer la transition entre le SIW et le WG, une transition de type taper est proposée. La Figure 137 montre comment ce passage de SIW à WG est fait. Les graphiques des paramètres $|S_{11}|$ et $|S_{21}|$ présentés (sans dire s'ils sont issus des mesures ou des simulations) donnent un $RL > 15$ dB à partir de 72 GHz et $TL \sim 0.2$ dB pour une bande de ~ 20 GHz (ou 24.4%) avec une fréquence centrale de 82 GHz.

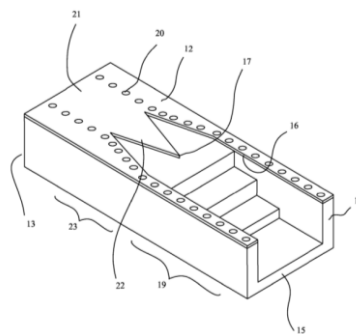


Figure 137. Transition SIW vers WG brevetée par Flatters en 2011 [108].

Ce brevet, ainsi que la transition démontrée précédemment [107], a été utilisé comme inspiration dans la thèse [84], même si la transition de Flatters n'y est pas citée. Comme résultat, une transition est présentée avec un SIW intégrant la transition progressive introduite dans un guide d'ondes métallique

avec sa transition conique en hauteur. La Figure 138 montre la solution proposée. Ceci est une bonne transition avec de bonnes performances : la largeur de bande est de 42 % ($RL > 15$ dB de 75 à 115 GHz) et les pertes en transmission de 2.2 dB pour la transition en tête-bêche, sont d'environ 1.1 dB pour une transition seule.

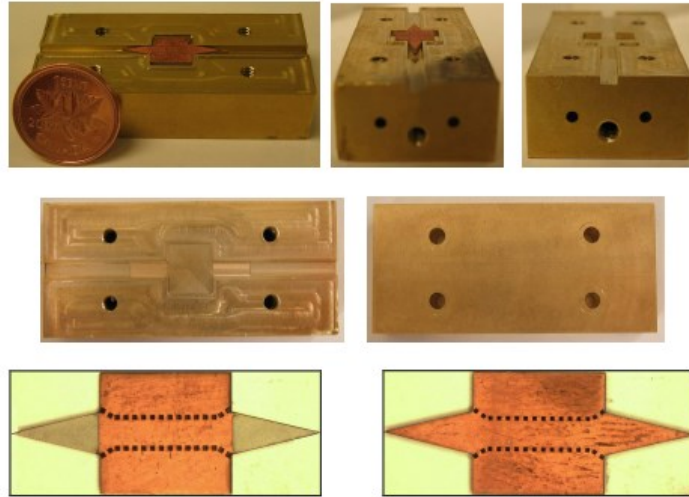


Figure 138. Solution de transition d'un [SIW](#) vers [WG](#) métallique [84].

IV.5.1 Comparaison des transitions

L'ensemble des performances de toutes ces transitions que nous venons de présenter est listé dans le Tableau 12, ci-dessous.

Pour bien comparer ces transitions, une analyse multicritère, où on donne une note et un poids relatif pour chaque critère, pourra être utile. Le facteur de mérite (en anglais *Figure of Merit*, [FoM](#)) est une autre manière d'exprimer le résultat d'une analyse multicritère. Comme pour l'analyse multicritère, il n'existe pas de règle précise pour la formulation d'un [FoM](#), mais on combine classiquement des attributs désirés dans le dénominateur, les attributs non désirés dans le numérateur et puis on divise les deux. On peut accorder des poids plus importants dans l'expression des formules. Un [FoM](#) pourra donc être défini comme le montre l'Eq.26 avec les critères A et B étant des attributs désirés et le critère C , un critère non désiré.

$$FoM = \frac{noteA \times poidsA + noteB \times poidsB}{noteC \times poidsC} \quad Eq. 26.$$

Pour le Tableau 12, la fréquence centrale, les pertes d'insertion et la largeur de bande seront les attributs avec, selon notre choix, tous le même poids. Pour la fréquence centrale et la largeur de bande, ce sont des attributs désirés pour lesquels une valeur élevée est souhaitée, surtout pour la largeur de bande, tandis que les pertes d'insertion sont un attribut non désiré pour lequel on espère avoir une valeur faible. Le [FoM](#) d'une transition d'un guide d'ondes vers une ligne planaire pourra donc être

proposé comme le donne l'Eq27 avec f_{centrale} en GHz, BW indiquant la largeur de bande en % pour un RL meilleur qu'une valeur fixée et les pertes d'insertion indiquées comme IL (en anglais *Insertion Loss*, IL) en dB. Si les données pour une transition seule sont présentées, le RL de 15 dB a été utilisé pour définir la largeur de la bande, et si des données tête-bêche sont présentées, le RL de 9.5 dB a été utilisé (comme la connexion de deux dispositifs avec un RL de 15 dB résulte en un RL de 9.5 dB au pire cas). Si le RL est toujours meilleur que la valeur recherchée en fréquences hautes, la fréquence d'utilisation du guide d'ondes pour le mode fondamental, donc $0.9 \times f_{c,TE20}$, est prise comme fréquence d'extrémité de la largeur du bande.

Dans l'équation, la largeur de bande est mise au carré pour augmenter son poids relatif :

$$FoM = \frac{f_{\text{centrale}} + BW^2}{IL} \quad \text{Eq. 27.}$$

Pour ces transitions, les FoM calculés sont donnés dans le Tableau 12.

Tableau 12. Tableau récapitulatif des performances des transitions guides d'ondes vers lignes planaires

Fréquence centrale [GHz]	IL [dB]	BW ($ S_{11} > 15$ dB)/ f_0 [%]	FoM	Type de transition*	Réalisée en LTCC	Réf.
40	1.3	8	81	SIW _{-H} vers WG _{-V}	Oui	[106]*
33.5	1.25	37	1122	SIW _{-H} vers WG _{-H}	Non	[107]
82	0.2	24.4	3386	SIW _{-H} vers WG _{-H}	Non	[108]
95	2.2	42	1690	SIW _{-H} vers WG _{-H}	Non	[84]

* -H indique une orientation horizontale et -V une orientation verticale, -H_{90°} indique que la sortie du guide d'ondes est tournée de 90°.

À partir des facteurs de mérite du tableau, nous voyons qu'il y a plusieurs solutions possibles pour la transition entre une ligne planaire et un guide d'ondes. La solution à retenir dans ce travail de thèse sera prise après les tests de différentes solutions adaptées à nos besoins. La facilité de la mise en œuvre sera un des critères particulièrement important.

IV.5.2 Le développement de transitions en interne et premiers résultats de test

Nous venons de voir que pour les transitions de type LWG (voir SIW) vers un WG , paragraphe IV.5, il existe deux bons candidats pour l'instant, [108] et [84], qui sont deux transitions horizontales, donc

avec l'entrée [LWG](#) et la sortie [WG](#) orientées selon le même axe. Le travail qui suit sera désormais d'étudier comment réaliser une transition à partir de l'état de l'art et les adapter aux fréquences et besoins spécifiques pour arriver à la finalité de modules prêts à être connectés aux modules commerciaux.

IV.5.2.1 Transition GLWG vers WG en LTCC

Pour commencer, la transition de Flatters proposé dans le brevet [105] est une proposition de mise en œuvre, sans donner trop de détails. On va donc construire une transition inspirée de ce brevet qui repose bien sûr sur des faits déjà connus :

- 1 Pour la même fréquence de coupure, le [GLWG](#) est moins large que le [WG](#) (car les permittivités relatives entre le matériau diélectrique du [GLWG](#) et d'air du [WG](#) sont différentes)
- 2 Pour minimiser l'effet d'une discontinuité, une transition progressive est très utile

La première partie à simuler sera la transition [GLWG-taper-WG](#), comme détaillé sur la Figure 139.

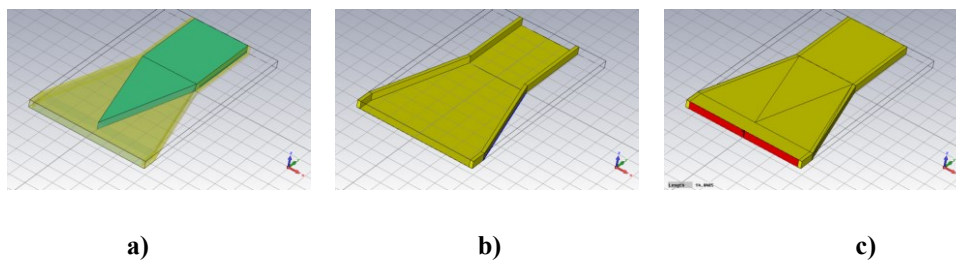


Figure 139. Modèle sous CST pour simuler la transition inspirée par [108] : a) diélectrique LTCC avec le taper (ESL41110 sur quatre couches ou 300 µm d'épaisseur), b) tranchées et métal de la plaque inférieure du GLWG, c) transition complète couverte avec une plaque métallique supérieure.

Les largeurs du [GLWG](#) et du [WG](#) de ce modèle de simulation sont choisies pour que la fréquence de coupure du mode TE_{10} soit de 59.0 GHz, donc la fréquence de coupure pour un guide en bande W (c.f. [Annexe 1](#)). Le [GLWG](#) a donc une largeur de 1.2 mm et la largeur du [WG](#) est compatible avec la largeur du guide standard WR10, à savoir 2.54 mm.

Une étude de la longueur de la transition progressive 1.2 et 3.6 mm montre qu'elle devrait faire au moins la même taille que la largeur du [WG](#), ou $\lambda_0/2$ pour la fréquence de coupure du guide d'ondes. Par la suite, cette longueur choisie est de 3.6 mm. Dans la bande utile 75-110 GHz, le coefficient de réflexion est inférieur à -13.8 dB et meilleur que -15 dB à partir de 70.9 GHz. Pour cette étude, la hauteur du guide a été fixée à 75 µm, ce qui, selon notre étude précédente sur les [GLWGs](#), est le plus facile à fabriquer. Mais, comme le simulateur électromagnétique permet d'analyser son impact sans difficulté, ceci est présenté, en termes de le coefficient de transmission, dans la Figure 141. Sur le coefficient de réflexion, Figure 140, la hauteur a un impact très léger. L'analyse des pertes d'insertion montre donc 1.0 dB pertes pour la transition à 92.5 GHz avec la plus faible hauteur (75 µm) et pour b égal à $0.5 \times a$ (1.2 mm) la valeur est 0.71 dB. La longueur totale de cette transition est 5.6 mm.

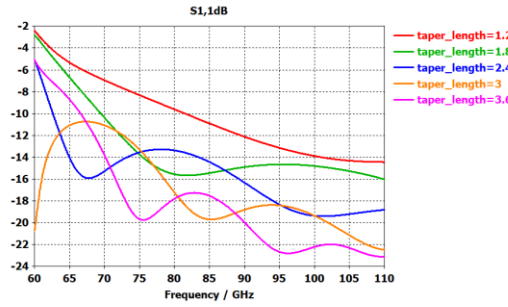


Figure 140. Le coefficient de réflexion issu d'une étude paramétrique sous CST²⁵ sur la longueur de la transition progressive entre un GLWG et un WG. Ici $a = 2.12$ mm, $b = 75$ μ m, la longueur du tronçon GLWG est 1 mm et la longueur de la transition progressive varie entre 1.2 et 3.6 mm par pas de 0.6 mm.

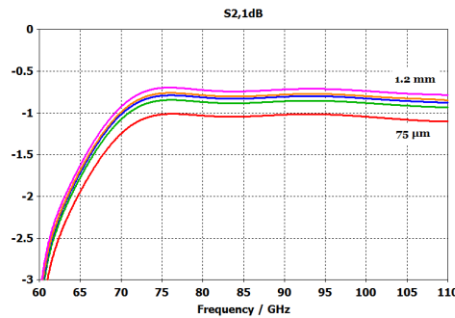


Figure 141. Analyse de l'impact de la hauteur du guide d'ondes sur les pertes de transmission²⁵. Ici $a = 2.12$ mm, b vaut 75 (run 5), 150, 225 et 300 μ m et finalement 1.2 mm (run 9), les longueurs du tronçon GLWG et du tronçon WG sont de 1 mm et la longueur de la transition progressive est fixée à 3.6 mm.

Pour le calcul du FoM de cette transition, en utilisant la hauteur de 75 μ m, nous pouvons constater que le RL est meilleur que 15 dB à partir de 70.9 GHz, donc la bande BW va de 70.9 GHz à 106.2 GHz ($0.9 \times 2 \times f_{c,TE10}$) soit 38.1 % de bande passante relative, l'IL est 1 dB à la fréquence centrale, ce que donne un FoM de 1544, sans avoir optimisé la structure.

Une fois que la partie LTCC de la transition est finalisée, il faut aussi travailler sur la partie guide d'ondes externe. Par rapport à la solution proposée par Dousset [84], nous avons d'autres difficultés à traiter ici ; entre autre, le GLWG sera réalisé sur un substrat LTCC ayant plus de couches que le GLWG, ceci dans le but de rigidifier le dispositif. Selon nos règles de conception LTCC [109], nous avons restreint l'épaisseur minimale d'un dispositif LTCC à six couches. Le GLWG sera réalisé à partir de la $N-1^{\text{ème}}$ couche avec la plaque supérieure sur la dernière ($N^{\text{ième}}$) couche. La plaque inférieure du GLWG n'est alors pas accessible pour entrer en contact avec le guide d'ondes extérieur. Le taper du GLWG ne pourra donc pas entrer dans le WG centré sur la hauteur comme elle le fait dans la Figure 138, mais doit entrer plaqué contre le bas ou le haut du WG. La transition sera donc plus proche de la solution de Flatters [80].

Comme le GLWG a une hauteur d'une seule couche LTCC (égale à 75 μ m), la différence en hauteur par rapport au WG est très prononcée. La partie WG de la transition doit inclure une transition de

hauteur, de 75 μm vers la hauteur b d'un guide standard, (c.f. le tableau de guide d'ondes en [Annexe 1](#)).

Dans le paragraphe qui suit, nous allons détailler la partie où la transition change d'épaisseur, mais il faut d'abord analyser l'impact de la partie diélectrique à l'intérieur du taper entre le [GLWG](#) en diélectrique et le [GLWG](#) en air. Ce bout de matériau est nécessaire à garder pour tenir l'or qui vient remplir les tranchées. Sa largeur ne peut pas être nulle, sinon il manquera de rigidité mécanique. La Figure 142 montre comment est définie la largeur.

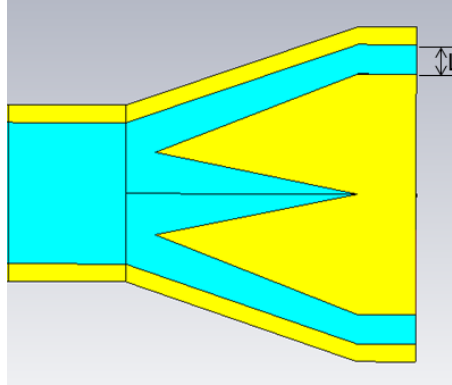


Figure 142. Indication de la largeur, L , du support diélectrique pour tenir l'or dans les tranchées. Le bleu clair indique le matériau diélectrique, [LTCC](#), et le jaune de l'or. La plaque d'or supérieure est masquée pour faciliter la compréhension.

Des simulations montrent que l'impact n'est pas aggravant, quand on reste dans des dimensions de 50 à 250 μm . Le résultat est même plutôt amélioré, comme le montrent les graphiques de la Figure 143. Par contre, pour les largeurs plus importantes (par exemple 400 μm), le coefficient de transmission commence à diminuer vers le haut de la bande (à partir de 95 GHz).

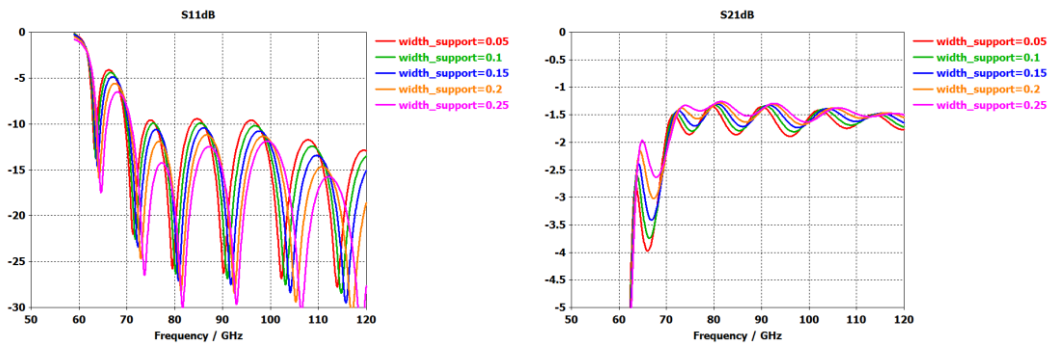


Figure 143. Paramètres S issus des simulations en variant la largeur du support diélectrique²⁵.

IV.5.2.2 Transition d'un GLWG sur le LTCC vers un WG standard

Pour fabriquer un dispositif de transition entre le [GLWG](#) en [LTCC](#) et le [WG](#) extérieur, on peut soit utiliser une pièce métallique usinée selon les besoins, soit utiliser une mousse expansée rigide comme

par exemple le Rohacell HF71. L'utilisation d'une mousse de ce type permet de réaliser des guides d'ondes à « l'inverse », c.à.d. sa forme volumique sera une copie de la partie inscrite dans la cavité intérieure d'un [WG](#). Ceci permet un usinage plus aisé par rapport à la réalisation d'un guide d'ondes métallique en fréquences millimétriques, car dans ce dernier cas, il faut réaliser un creux à l'intérieur d'un bloc de métal avec des rayons très petits et sur une longueur importante.

Le Rohacell, est une mousse d'imide de polyméthacrylate ayant une permittivité relative de 1.069 et $\tan\delta$ égal à 0.001 en bande W selon [110]. Du fait que sa permittivité est proche de l'air, une forme souhaitée quelconque sera peinte à l'extérieur avec une laque argent, donc les parois extérieures du [WG](#) en mousse représentent les parois internes d'un [WG](#) métallique vide. Cette technologie de mousse métallisée a été déposée comme brevet, paru en 2008 [111]. Un des problèmes soulevés dans ce brevet est la rugosité de la surface de la mousse après usinage (avant métallisation), Figure 144. Un procédé de lissage est proposé pour y remédier de façon à combler les pores : soit il faut revêtir la surface avec une fine couche de résine époxy, soit réaliser un lissage par effondrement.

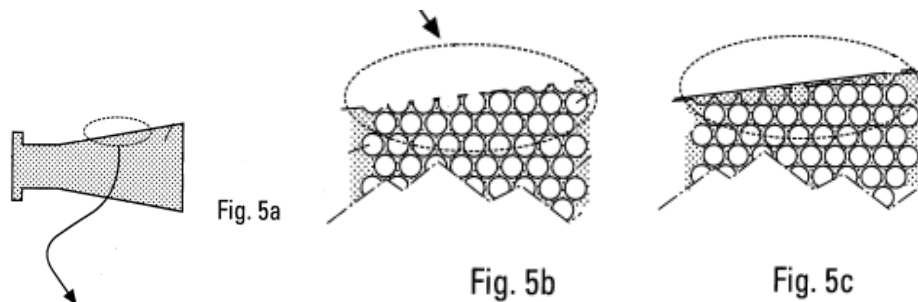


Figure 144. a) Exemple d'un dispositif en mousse métallisée, b) la surface avec ouvertures des alvéoles après usinage, c) surface après procédure de lissage [111].

Dans le projet *DENOTEIC*, partiellement décrit dans [112], différents matériaux de type mousse expansée rigide ont été étudiés, avec le but de trouver des matériaux qui remplissaient les conditions prioritaires telles que :

1. Transparence pour la propagation des ondes radio électriques
2. Faible densité
3. Un bon état de la surface pour assurer une bonne qualité de métallisation et gravure
4. Possibilité d'usinage et moulage
5. Compatibilité avec des procédés de métallisation chimique

L'étude [112] a été faite dans les bandes X (8-12 GHz) et Ka (26-40 GHz). Cette étude a jugé le matériau basé sur du polyuréthane de Saitec, le MHD130 ($\epsilon_r' = 1.17$ et $\tan\delta = 0.003$) comme le plus performant selon les critères ci-dessus. Pour la métallisation, deux méthodes étaient testées, un procédé industriel de déposition électrolytique de cuivre et un procédé de peinture par pulvérisation d'une laque argentée de marque Spraylat. Le défaut du MHD130 est sa rugosité de surface avec une amplitude près de 100 μm . Donc, pour l'utiliser il fallait d'abord recourir au procédé de lissage utilisant un vernis, ce qui augmente la permittivité relative, ayant un impact assez considérable en bande Ka où

IV. CONCEPTION D'UN MODULE ACTIF EN LTCC

le décalage en fréquence était d'environ 4 %, tandis que ce décalage était d'environ 2 % en bande X. Les pertes mesurées étaient 0.2 dB/cm pour la métallisation de cuivre contre 0.25 dB/cm pour la variante Spraylat pour un même guide en bande Ka. Un guide métallique, avec un insert MHD130 qui était utilisé comme référence, avait 0.15 dB/cm de pertes d'insertion pour la même géométrie.

Ces graphiques « radar », où quelques autres critères sont rajoutés (tenue en température, la tenue mécanique et coût) sont issus d'un rapport interne. À partir de ces données et les résultats vus en [112], les critères pour monter en fréquences millimétriques sont les propriétés électriques et l'état de surface en premier lieu, ce qui conforte notre choix proposé du Rohacell pour la réalisation de la transition du [GLWG](#) vers [WG](#).

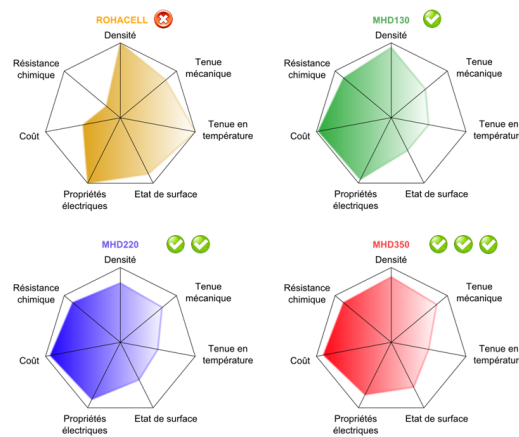


Figure 145. Comparaison de sept critères entre différentes mousses.

Pour la conception, nous avons repris la partie [LTCC](#) depuis le paragraphe IV.5.2.1. Après plusieurs tests pour réaliser cette transition, en prenant en compte la possibilité de la fabriquer, elle est définie comme le montre la Figure 146. Le changement de hauteur est fait sur une longueur de 8.4 mm, ce qui représente environ $1.5 \times \lambda_g$ à la fréquence plus basse de la bande utile (75 GHz). Selon une étude paramétrique, Figure 76-b, plus la transition est longue, plus le [RL](#) est élevé.

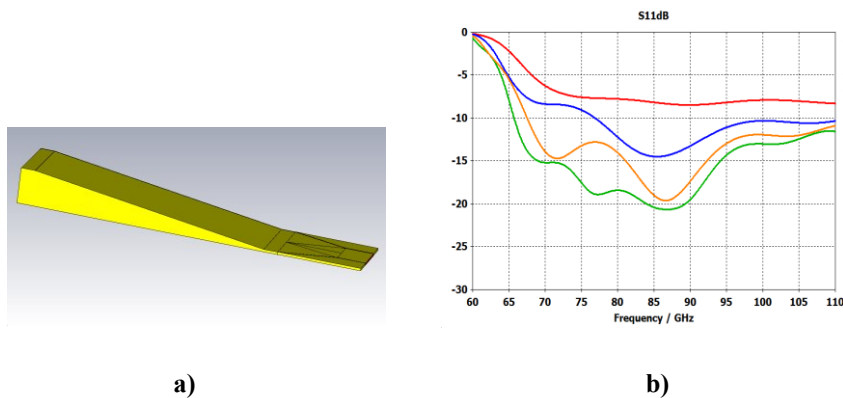


Figure 146. Transition d'un [GLWG](#) vers [WG](#) de faible hauteur et ensuite vers un [WG](#) avec hauteur standardisée²⁶ : a) modèle, b) coefficient de réflexion pour différentes longueurs de la deuxième partie de la transition.

IV.5. TRANSITIONS LWG VERS WG

Pour la valider, nous avons réalisé un prototype en topologie tête-bêche. Elle est réalisée en [LTCC](#) et en mousse avec la partie [GLWG](#) entièrement en [LTCC](#), les tranchées remplies d'or et les plaques inférieures et supérieures réalisées en sérigraphie. Pour la deuxième partie de la transition, où est placé le taper diélectrique, la plaque supérieure n'est plus réalisée en sérigraphie comme il est impossible de déposer l'encre d'or dans les parties sans support diélectrique. On utilise alors la mousse couverte avec le Spraylat (argent) pour faire en sorte que ce [WG](#) soit fermé vers le haut. La transition en hauteur est également intégrée dans le bloc mousse, où la forme, après micro-usinage, est peinte avec Spraylat et déposée sur la plaque inférieure au niveau de la couche $N-1$ du [LTCC](#). Le modèle issu de [CST](#), c.f. Figure 147, ainsi que les photos suivantes expliquent comment cela est réalisé.

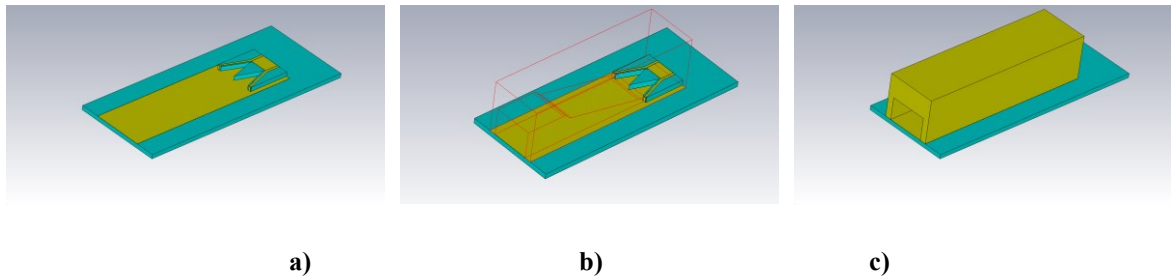


Figure 147. Modèle [CST](#) avec le [LTCC](#) en bleu et le métal en jaune : a) la partie [LTCC](#) où les tranchées remplies d'or s'arrêtent au niveau du [WG](#) de faible hauteur, b) et c) le bloc en mousse sera déposé sur la couche inférieure pour ainsi former les parois verticales et la plaque supérieure.

Des simulations sous [CST](#) où cette transition tête-bêche est modélisée donnent les paramètres S , comme le montre la Figure 149. Les dimensions sont données dans la Figure 148. Les pertes d'insertion de cette transition sont 1.85 dB à 92.5 GHz et le coefficient de réflexion est inférieur à 6 dB dans la bande W (75-110 GHz).

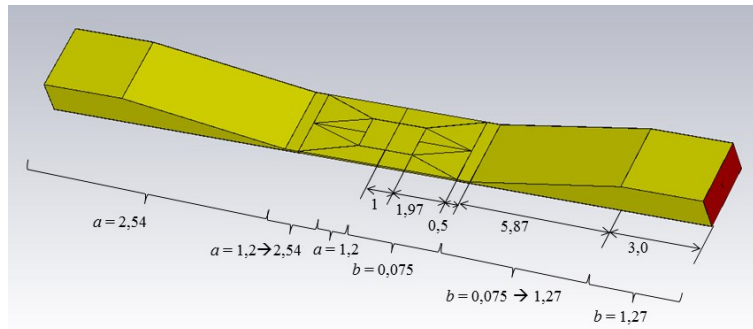


Figure 148. Modèle tête-bêche de la transition complète.

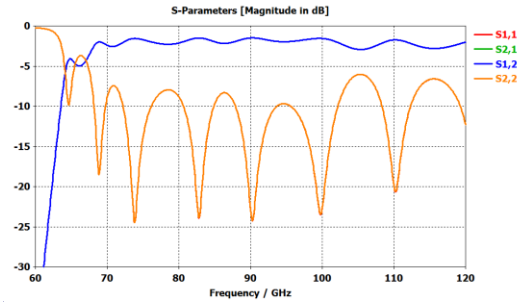


Figure 149. Paramètres S de la transition tête-bêche³⁵. La partie GLWG est réalisée sur une couche.

La Figure 150 montre les paramètres S , issus d'une étude paramétrique sur la transition quand la hauteur de la partie GLWG varie de 75 μm à 300 μm par pas de 75 μm , c.à.d. d'une à quatre couches LTCC.

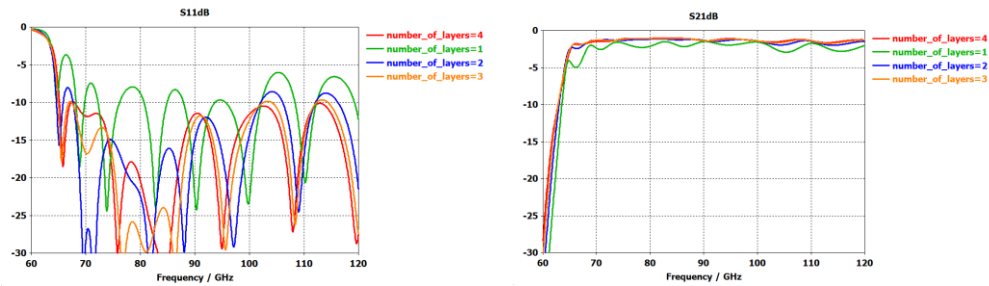


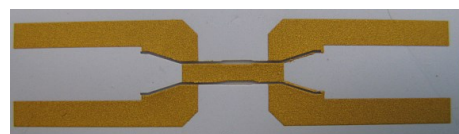
Figure 150. Étude de l'effet de la hauteur du GLWG sur les paramètres S de la transition tête-bêche : 1 à 4 couches de 75 μm chacune³⁵.

Pour le coefficient de réflexion, le meilleur résultat est obtenu pour 300 μm de hauteur du GLWG (quatre couches) avec un résultat inférieur à -10 dB sur toute la bande. Pour les exemples de 150 et 225 μm , la performance est aussi très convenable. En termes de pertes d'insertion, une nette amélioration est obtenue pour plusieurs couches par rapport à une seule couche. Traduit en FoM, Eq.27, nous avons 390, 2084, 3117 et 2695 pour les quatre cas allant d'une à quatre couches pour la partie GLWG. Il est clair que cette transition avec un GLWG sur plusieurs couches serait préférable à celle fabriquée sur une couche, mais comme cette transition est plus difficile à réaliser, nous avons préféré nous abstenir en premier lieu.

Les images de la Figure 151 illustrent les étapes de fabrication de cette transition. Superposée sur ce substrat LTCC, la partie en mousse métallisée ferme le guide d'ondes par le haut. La mousse est fixée avec une pâte à brasser à base d'indium (97In3Ag) puisque cette composition permet de souder sur des surfaces d'or sans les abimer. Les dimensions de ce dispositif se trouvent sur la Figure 148.



a)



b)

IV.5. TRANSITIONS LWG VERS WG

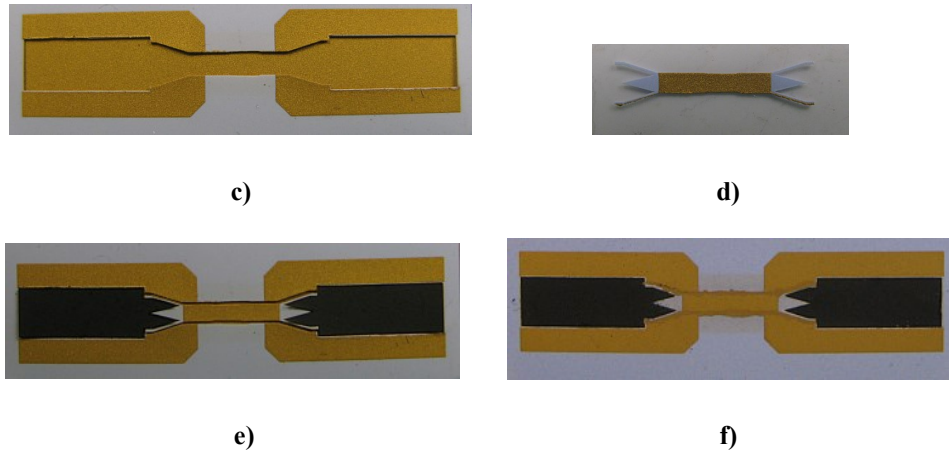


Figure 151. Les étapes de fabrication du prototype pour la transition [GLWG](#) vers un [WG](#) standard. Partie [LTCC](#) : a) Sérigraphie de la couche de métal inférieure des guides d'ondes (couche 7), b) sérigraphie de la couche de métal supérieure (couche 8), c) la couche supérieure après la découpe qui suit la sérigraphie, d) le diélectrique avec métal qui formera le [GLWG](#) avec la transition vers une diélectrique d'air (couche 8), e) l'assemblage avec les feuilles de matériau fugitif en place, e) le prototype après remplissage des tranchées et lamination.

Le circuit après cuisson est présenté sur la Figure 152. Ce dispositif est ensuite découpé au ras des bords.

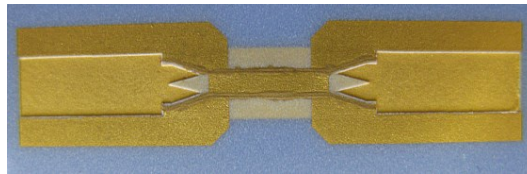


Figure 152. Circuit [LTCC](#) de la transition [GLWG](#) vers un [WG](#) en topologie tête-bêche. Les tranchées sont remplies à la main, rendant leurs bords légèrement « saccadés ».

Le montage final, où la partie mousse est déposée sur la partie [LTCC](#), est montré sur la Figure 153. Pour pouvoir mesurer le module complet, des brides en plastique ont été réalisées afin de bien tenir le dispositif et le connecter aux [WGs](#) externes.

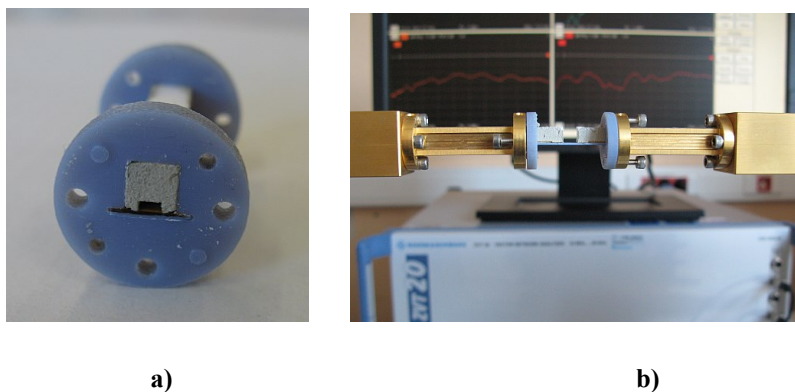


Figure 153. Module tête-bêche de la transition [GLWG](#) vers [WG](#) monté dans le support de mesure : a) vue de côté, b) connecté aux [WGs](#) extérieurs du banc de mesure.

IV. CONCEPTION D'UN MODULE ACTIF EN LTCC

Les résultats de mesures sont présentés sur la Figure 154. Il est évident que les pertes de transmission sont très élevées par rapport aux simulations. Ceci doit venir du fait que le contact entre la mousse et le [LTCC](#) n'est pas bon. Comme nous n'avons fait que poser la mousse et la presser contre le support, il en résulte des fuites le long des joints entre la mousse et le [GLWG](#). Pour améliorer ceci, nous nous sommes procurés une pâte à braser faite pour l'or : l'Indalloy #290, constitué de 97 % Indium et 3 % Argent. Malheureusement, cette soudure n'a pas bien fonctionné sur notre unique prototype et les résultats étaient fortement dégradés.

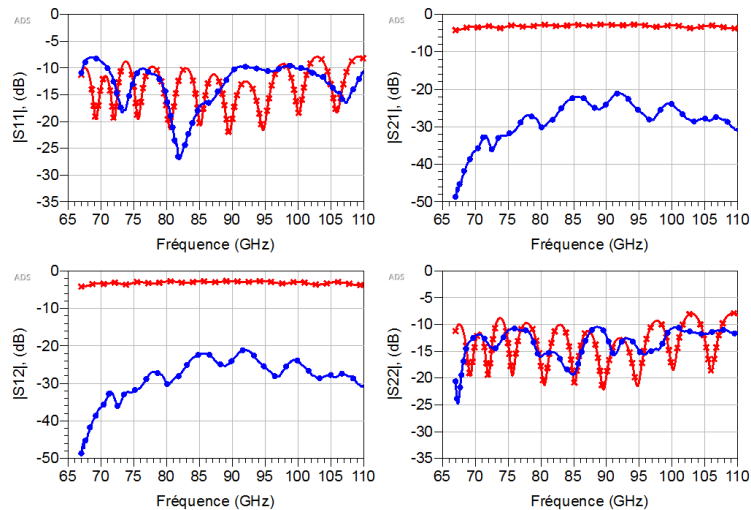


Figure 154. Résultats de mesure de la transition [WG](#) vers [GLWG](#) tête-bêche. Retro-simulation (croix rouges) et mesures (points bleus).

À l'heure actuelle, nous n'avons pas pu valider la transition entre le dispositif [LTCC](#) et le guide extérieur. Ce premier essai a mis en évidence la difficulté d'utiliser la mousse comme matériau pour ces blocs mécaniques. Nous avons essayé de réaliser une transition dans la bande 67-87 GHz sans y parvenir, et cela sera encore plus difficile à une fréquence de 200 GHz. Il va donc falloir trouver une méthode pour le montage de la partie mousse, ou peut-être même la remplacer par un autre matériau (métal) qui sera plus adapté à la soudure, ainsi que rajouter une couche AuPt (or-platine) sur la partie [LTCC](#), plus facile à souder que l'or utilisé jusqu'à présent.

Par ailleurs, avec les technologies d'impression 3D, les petits détails de précision seront très prochainement réalisables et ce, à des coûts très abordables.

IV.6 Conclusion sur le module actif LTCC

Nous avons pu démontrer la faisabilité de modules millimétriques en [LTCC](#), réalisés au sein de notre laboratoire à partir de tests en remplaçant la puce par des rubans coplanaires. Trois solutions différentes ont été proposées pour réaliser la transition entre un [GLWG](#) et la puce [MMIC](#). Ces transitions, dont la troisième semble avantageuse en vue de la réalisation, sont toutes inédites. Dans la littérature, ce type de transition directe n'est pas encore proposé. Malheureusement, nous avons été confrontés à des difficultés lors du montage [FC](#), une étape que nous avons sous-traitée puisqu'une telle machine n'est pas disponible à l'heure actuelle dans notre laboratoire. De ce fait, la validation du module complet n'a pas pu être finalisée. Pour y remédier, nous avons réalisé des simulations intégrant des paramètres S , obtenus lors de mesures sous pointe de la puce seule, la transition entre les plots de la puce et le [GLWG](#) ainsi que la transition [GLWG](#) vers [CPW](#). Ces simulations prédisent que, une fois la puce correctement montée, le résultat sera correct et même meilleur que celui obtenu quand le [LNA](#) était monté sur un substrat alumine avec des lignes [CPW](#). Nous avons donc un bon espoir de pouvoir démontrer cela dans quelques mois quand nous aurons accès à une machine [FC](#) au sein du département.

Concernant la transition du [GLWG](#) vers un [WG](#) externe, nous avons fait un état des lieux suivi par la conception de notre propre transition, basée sur le dispositif [LTCC](#) et la mousse métallisée. Pour l'instant, ce travail n'a pas abouti du fait de problèmes de contact entre la partie mousse et la partie [GLWG](#) sur le substrat [LTCC](#). Il va falloir améliorer ce montage, d'une part par la soudure et d'autre part, par le contact entre le [WG](#) externe et le module [LTCC](#). Ainsi, il faudrait remplacer la mousse par du métal, mais c'est encore un peu trop tôt pour avoir une idée claire. Néanmoins, nous avons résolu beaucoup des problèmes à travers ces différents prototypages.

Les renforcements des étapes de fabrication du [LTCC](#) ont été essentiels pour la bonne réussite des dispositifs. La validation montre que nous sommes capables de réaliser des dispositifs de ce type jusqu'à au moins 170 GHz. Les transitions [GLWG](#) vers une puce [FC](#) sont plutôt bonnes jusqu'à 170 GHz selon les résultats de simulation. Au-delà de cette fréquence, un travail de conception un peu plus conséquent est à envisager. Toutefois, rien ne montre que ce n'est pas possible d'y parvenir.

Conclusion et perspectives

Nous venons de suivre le cheminement du développement de la technologie [LTCC](#) dans le but de réaliser des modules actifs en ondes millimétriques. Pour commencer, nous avons dressé un bilan sur les boîtiers disponibles pour l'intégration de puces [MMIC](#). Nous avons ainsi pu constater qu'au-delà de 50 GHz que rien de tel n'existe. À partir de 50 GHz, il faut réaliser des solutions sur mesures et à partir de 100 GHz, le seul type de connecteur envisageable pour connecter le dispositif vers l'extérieur est un guide d'ondes.

Dans l'introduction, nous avons posé ces quatre questions :

- 1 Jusqu'à quelle fréquence le [LTCC](#) sera utilisable ? Quel matériau [LTCC](#) sera le plus adapté pour les fréquences millimétriques ?
- 2 Quels supports de transmission utiliser pour aller le plus haut en fréquence sans trop de pertes, ni dispersion, et sans modes supérieurs ?
- 3 Comment faire l'interconnexion entre une puce [MMIC](#) et le support de transmission choisi ?
- 4 Comment faire la connexion entre le substrat et un guide d'ondes extérieur standard ?

Avant de concevoir des dispositifs, nous avons étudié des supports de transmission et nous avons opté pour une guide d'ondes intégré dans le substrat. Nous avons constaté que le [SIW](#), très apprécié depuis une dizaine d'années, ne pourra pas être utilisé au-delà de 150 GHz à cause du rayonnement entre les vias métallisés. Suite à cela, nous avons débuté notre prototypage avec des dispositifs que nous appelons désormais [GLWG](#). Ceci a été proposé en 2001, suivi par une première réalisation en [LTCC](#) en 2009 où, selon la publication, ces dispositifs ont été validés jusqu'à 40 GHz. Nous avons confirmé cette même topologie, sur un substrat [LTCC](#) d'[ESL](#), de 40 GHz jusqu'à 170 GHz. Ainsi, nous avons répondu aux deux premières questions.

Une fois les [GLWGs](#) validés, nous avons continué le travail dans le but d'intégrer des puces [MMICs](#) pour répondre à la troisième question. Ceci a amené le besoin d'une solution de montage flip-chip avec le développement d'une transition inédite entre le [GLWG](#) et la puce montée en mode [FC](#). Cette transition a pu être validée en mode passif, en utilisant des rubans coplanaires pour remplacer la puce [MMIC](#). Le montage des [MMICs](#) réalisé en Suède n'a malheureusement pas fonctionné et sa validation n'a donc pas pu être effectuée. À partir des mesures des circuits passifs ainsi que des simulations incluant des données de mesures du [LNA](#) et par le biais d'un montage [FC](#) fait auparavant, nous avons quand même bon espoir que la transition pourra être validée lorsque que nous disposons d'une machine [FC](#) au sein de notre laboratoire.

S'agissant du passage du [GLWG](#) vers les accès extérieurs, (c.f. la quatrième question), nous avons développé une transition en plusieurs étapes ; d'abord entre le [GLWG](#) rempli avec le matériau diélectrique (le [LTCC](#)) et vers une [GLWG](#) vide. Ensuite un passage vers un [WG](#) externe avec l'aide

d'une transformation en mousse métallisée avec du Spraylat. Ce dernier n'a malheureusement pas eu les performances attendues, probablement dû au mauvais contact entre la mousse et de dispositif [LTCC](#), ainsi que à la rugosité de la mousse. Il aurait éventuellement fallu remplacer ce dispositif mousse par un dispositif métallique pour une meilleure performance. Toutefois, la partie sur [LTCC](#) de cette transition a été réalisée avec un bon résultat conforme aux dimensions issues de la conception, grâce à nos efforts pour développer la plateforme de fabrication [LTCC](#). En perspectives, il faut faire un travail approfondi sur la mousse et sa fixation sur le [LTCC](#), voire de remplacer la mousse par un structure métallique ayant un [CET](#) proche du [LTCC](#), ce qui facilitera la jonction des pièces par des soudures.

Le but de cette thèse était de proposer une technologie de mise en boîtier pour des puces [MMIC](#) millimétriques. Nous n'avons pas pu aller jusqu'au bout de cet objectif fixé initialement, mais nous avons pu démontrer des éléments qui vont dans ce sens : nous avons pu prouver la fiabilité du [LTCC](#) jusqu'à 200 GHz par le biais des [GLWGs](#) en bande *G*, soit une bonne extension par rapport au travail antérieur au sein de notre laboratoire et pratiquement au niveau des records présentés très récemment dans la littérature où une antenne cornet et une transition micro-ruban vers guide ont été réalisées en bande *J*. Lors de ce travail, nous avons voulu élargir le spectre de dispositifs et ne pas faire que du passif. Il est indispensable de savoir intégrer des puces actives dans ces dispositifs. Dans ce but, nous avons proposé des transitions pour accueillir la puce [MMIC](#) en mode [FC](#) pour la connecter aux [GLWGs](#). Les transitions proposées sont inédites, mais dans notre cas, un mauvais montage n'a pas permis de les valider, ceci constitue un travail qui sera poursuivi en 2016.

Nos dispositifs sont plus complexes que ceux réalisés auparavant au laboratoire. Ce travail a amené une forte amélioration de nos capacités et notre maturité de la fabrication [LTCC](#). Il a fallu développer des techniques de découpe des tranchées en utilisant le laser, leurs remplissages métallisées, de l'ablation dans le tape cuit, pour ne mentionner que les plus importantes pour les [GLWGs](#). D'autres procédés ont été également développés ou améliorés lors de ce travail, comme l'ablation dans le tape cru, la précision de sérigraphie et la finesse de sérigraphie des lignes et gaps, la découpe des cavités après l'étape de sérigraphie ainsi que l'intégration des capacités d'un tape différent. Toutes les étapes sont indispensables pour pouvoir réaliser ces dispositifs. L'amélioration de notre plateforme [LTCC](#) doit être constante. Il en est de même pour le *design kit* qui est cependant très peu développé pour l'instant. Des modèles standardisés pour des éléments passifs vont faciliter la tâche de conception. Nous envisageons de pouvoir proposer un kit complet incluant des [GLWGs](#) pour les bandes *U-G*, en plus d'y intégrer des circuits pour l'alimentation DC, inclure un large choix de passifs et finalement des transitions [GLWG](#) vers [FC](#) ainsi que [GLWG](#) vers [WG](#). Avec ceci, la conception des dispositifs [LTCC](#) pourra être faite en un minimum de temps.

Le verrou qui reste est la transition entre le dispositif [LTCC](#) et le guide d'ondes extérieur. L'étude réalisée lors de ce travail a mis en évidence la difficulté d'utiliser la mousse comme matériau pour des

blocs mécaniques. La solution présentée reste toutefois intéressante dans l'hypothèse où un meilleur bloc mécanique pourra être réalisé (plus lisse) et son montage assuré. On pourra envisager de le réaliser en métal à partir d'une imprimante 3D.

Dernièrement, et en dehors des objectifs de cette thèse, nous avons réalisé des antennes du type *GAA* ou *Grid Array Antenna* dans un projet de collaboration entre Chalmers et Télécom Bretagne. Ces antennes sont conçues pour un système de *back-haul* pour les réseaux de télécommunication (5G) et fonctionnent à 145 GHz. La fabrication et une partie des mesures ont été faites à Télécom Bretagne. Ceci a permis de démontrer la faisabilité de ce type de structure et il a fallu en particulier travailler sur la technique de fabrication pour les réaliser. Par ailleurs, dans le cadre d'un travail collaboratif, nous sommes mis à l'épreuve quand notre *design kit* et nos règles de conception sont mis à disposition d'un concepteur externe. Comme cette collaboration a été très fructueuse, nous allons continuer à travailler avec des laboratoires extérieurs pour améliorer nos compétences en interne.

Publications

Publiées :

- [1] C. Kärfelt, J.-P. Coupez, P. Coant, C. Arenas-Buendia, F. Gallée, D. Bourreau, A. Péden, et K. H. Rida, « Le développement de la technologie LTCC dans le Lab-Sticc pour une intégration mixte RF et optoélectronique », Journée 2014 du Club Optique Micro-ondes de la SPO (Société Française d'Optique), Lannion, France, 19 juin 2014.
- [2] C. Kärfelt, P. Coant, M. Sinou, J.-P. Coupez, D. Bourreau, et A. Péden, « Grooved Laminated Waveguides in LTCC for mm-wave packaging », présenté à Micro/Nano-electronics Packaging and Assembly, Design and manufacturing Forum, (MiNaPAD2015), Grenoble, France, 22-23 avr. 2015.
- [3] C. Kärfelt, P. Coant, M. Sinou, J.-P. Coupez, D. Bourreau, et A. Péden, « Grooved Laminated Waveguide Devices for U-, V-, W- and G-band Applications », Paris, France, 7-11 sept.2015.
- [4] M. Ney et C. Kärfelt, « Structures de guidage hyperfréquences | Techniques de l'Ingénieur », Techniques de l'ingénieur, vol. base documentaire : TIB277DUO. Editions T.I., 2015.
- [5] C. Arenas-Buendia, F. Gallée, A. Valero-Nogueira, C. Kärfelt, and C. Person, « LTCC technology for microfluidic millimetre-wave applications », 3rd Advanced Technology Workshop on Microelectronics, Systems and Packaging for Medical Applications, Lyon, France 25 -26 nov. 2015

Acceptées pour publication :

- [1] M. Ney et C. Kärfelt, « Structures de guidage hyperfréquences - Technologie et applications | Techniques de l'Ingénieur », accepté pour publication par le Techniques de l'ingénieur

Bibliographie

- [1] *Commission directive*. 2005/49/EC, p. L 194/12-L 194/14.
- [2] M. Sato et K. Mizuno, « Millimeter-Wave Imaging Sensor », in *Microwave and Millimeter Wave Technologies: from Photonic Bandgap Devices to Antenna and Applications*, Igor Minin, 2010, p. 331-350.
- [3] « Mimix Broadband, Inc. Introduces 17 to 27 GHz Buffer Amplifier in Surface Mount (SMT) Package ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.rfglobalnet.com/doc.mvc/Mimix-Broadband-Inc-Introduces-17-to-27-GHz-B-0001>. [Consulté le: 26-avr-2012].
- [4] « RF Ceramic Package | SHINKO ELECTRIC INDUSTRIES CO.,LTD. ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.shinko.co.jp/english/product/ceramic/rf-package.html>. [Consulté le: 26-avr-2012].
- [5] L. L. Wai, K. M. Chua, A. C. W. Lu, Y. P. Zhang, et M. Sun, « Chip scale package LTCC based integrated AiP module for 60 GHz applications », *SIMTech technical reports*, vol. 10, n° 2, p. 100-105, juin 2009.
- [6] U. Pfeiffer, J. Grzyb, D. Liu, B. Gaucher, T. Beukema, B. Floyd, et S. Reynolds, « A 60GHz radio chipset fully-integrated in a low-cost packaging technology », in *Electronic Components and Technology Conference, 2006. Proceedings. 56th*, 2006, p. 4–pp.
- [7] B. Gellar, B. Thaler, A. Fathy M. J., H. D. Chen, G. Ayers, D. Pendrick, et Y. Narayan, « LTCC-M: An Enabling Technology for High Performance Multilayer RF Systems », *Microwave Journal*, 01-juill-1999.
- [8] « SECTION 2 HYBRID MICROWAVE INTEGRATED CIRCUITS - Product - YA GUANG MICROWAVE TECH ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.yg-microwave.com/products.aspx?type=2>. [Consulté le: 26-avr-2012].
- [9] P. F. Alléaume, « Interconnexions et encapsulation dans le domaine hyperfréquence et millimétrique : Etat de l'art et évolution », présenté à GDR 2007, Bordeaux, France, 22-nov-2007.
- [10] « Overview : Design, assembly, manufacturing and testing ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.teledynelabtech.com/Content.aspx?key=Assembly>. [Consulté le: 26-avr-2012].
- [11] « MMICs - Microwave Encyclopedia - Microwaves101.com ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/mmics.cfm>. [Consulté le: 26-avr-2012].
- [12] D. Jessie et L. Larson, « Advances in RF Packaging Technologies for Next-Generation Wireless Communications Applications », in *Proceedings of the IEEE 2003 Custom Integrated Circuits Conference, 2003.*, 2003, p. 323-330.
- [13] « Intel's Packaging Databook Chapter 15: The Chip Scale Package (CSP) ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.intel.com/content/www/us/en/processors/packaging-chapter-15-databook.html>. [Consulté le: 02-mai-2012].
- [14] T. Baras et A. F. Jacob, « Advanced broadband 2nd-level-interconnects for LTCC multi-chip-modules », in *IEEE German Microwave Conference (GeMiC), Ulm, Germany*, 2005, p. 21–24.
- [15] « Teledyne drop in microwave module ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.teledynelabtech.com/mmic_packaging.aspx. [Consulté le: 25-avr-2012].
- [16] « Microwave Connectors - Microwave Encyclopedia - Microwaves101.com ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/connectors.cfm#overview>. [Consulté le: 30-avr-2012].
- [17] « 11923A 1.0 mm Female to Circuit Card Launch, DC to 110... | Agilent ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.home.agilent.com/en/pd-1000001154%3Aeapsg%3Apro-pn-11923A/10-mm-female-to-circuit-card-launch-dc-to-110?nid=-536900754.536879988&cc=FR&lc=fre>. [Consulté le: 01-août-2013].

- [18] « Barry_FEMBrouchure ». [En ligne]. Disponible sur: http://gigacomp.de/pdfs/Barry_FEM-Brouchure.pdf. [Consulté le: 06-août-2015].
- [19] « Samtec | RF Cable and Components | Standard RF PCB Components ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.samtec.com/rfcable/Standard_RF_PCB_Components.aspx. [Consulté le: 25-juill-2012].
- [20] « PASS Pacific Asian Systems Supply Ltd. » LTCC ». [En ligne]. Disponible sur: <http://pass.com.hk/products/ltcc/index.html>. [Consulté le: 17-oct-2013].
- [21] *LTCC, une technologie multicouche- La Minute du chercheur de Télécom Bretagne*. 2013.
- [22] W. J. Gyurk, « Methods for manufacturing multilayered monolithic ceramic bodies », US3192086 (A), 29-juin-1965.
- [23] Y. Imanaka, *Multilayered Low Temperature Cofired Ceramics (LTCC) Technology*, Springer. Springer Berlin Heidelberg.
- [24] T. Nakayama, « Low-fire green ceramic articles and slip compositions for producing same », US4010133 (A), 01-mars-1977.
- [25] M. Fujimori, K. Murakawa, T. Murase, et K. Niwa, « Method of manufacturing multilayer ceramic board », US4237606 (A), 09-déc-1980.
- [26] A. H. Kumar, P. W. Mcmillan, et R. R. Tummala, « Glass-ceramic structures and sintered multilayer substrates thereof with circuit patterns of gold, silver or copper », US4301324 (A), 17-nov-1981.
- [27] H.-L. Bloecher, A. Sailer, G. Rollmann, et J. Dickmann, « 79 GHz UWB automotive short range radar – Spectrum allocation and technology trends », *Advances in Radio Science*, vol. 7, p. 61–65, mai 2009.
- [28] F. Bauer, X. Wang, W. Menzel, et A. Stelzer, « A 79-GHz Radar Sensor in LTCC Technology using Grid Array Antennas », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, n° Issue 6, p. 2514–2521, 2013.
- [29] C. Rusch, T. Klein, S. Beer, et T. Zwick, « A Short Distance CW-Radar Sensor at 77 GHz in LTCC for Industrial Applications », *J Infrared Milli Terahz Waves*, vol. 34, n° 12, p. 856–865, sept. 2013.
- [30] A. H. Khalil, D. Passerieux, D. Baillargeat, N. Delhote, S. Verdeyme, L. Estagerie, et J. Puech, « Quasi-elliptic and Chebyshev compact LTCC multi-pole filters functioning in the submillimetric wave region at 150 GHz », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 58, n° 12, p. 3925–3935, 2010.
- [31] T. Tajima, H.-J. Song, et M. Yaita, « Wideband probe-type microstrip-to-waveguide transition integrated in LTCC », *Electronics Letters*, vol. 50, n° 3, p. 194–195, 2014.
- [32] J. Xu, Z. N. Chen, et X. Qing, « 270-GHz LTCC-Integrated High Gain Cavity-Backed Fresnel Zone Plate Lens Antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, n° 4, p. 1679–1687, avr. 2013.
- [33] J. Xu, Z. N. Chen, et X. Qing, « 270-GHz LTCC-Integrated Strip-Loaded Linearly Polarized Radial Line Slot Array Antenna », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 61, n° 4, p. 1794–1801, avr. 2013.
- [34] T. Tajima, H.-J. Song, K. Ajito, M. Yaita, et N. Kukutsu, « 300-GHz Step-Profiled Corrugated Horn Antennas Integrated in LTCC », *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, n° 11, p. 5437–5444, nov. 2014.
- [35] « DuPont943 Green Tape - 943GreenTapeSystem.pdf ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.dupont.com/content/dam/assets/products-and-services/electronic-electrical-materials/assets/datasheets/prodlib/943GreenTapeSystem.pdf>. [Consulté le: 16-juill-2015].
- [36] « DuPont951 LOW TEMPERATURE CERAMIC SYSTEM - 951.pdf ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.dupont.com/content/dam/assets/products-and-services/electronic-electrical-materials/assets/datasheets/prodlib/951.pdf>. [Consulté le: 16-juill-2015].
- [37] « 9K7 Green Tape - 9K7.pdf ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.dupont.com/content/dam/assets/products-and-services/electronic-electrical-materials/assets/datasheets/prodlib/9K7.pdf>. [Consulté le: 16-juill-2015].

- [38] « LTCC data sheet - A6M LTCC System.pdf ». .
- [39] « ESL ElectroScience Products - Ceramic Tape Systems ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.electroscience.com/ceramtapesystems.html>. [Consulté le: 16-juill-2015].
- [40] Y. Fournier, « 3D structuration techniques of LTCC for microsystems applications », École Polytechnique Fédérale de Lausanne, 2010.
- [41] K. Rida, « Packaging of Microwave Integrated Circuits in LTCC Technology », Télécom Bretagne, Brest, France, 2013.
- [42] L. Microwave, « High Frequency Single & Multi-chip Modules based on LCP Substrates ». 30-mai-2008.
- [43] G. Harman, *Wire bonding in microelectronics*, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 2010.
- [44] I. W. Qin, « Wire Bonding: the Preferred Interconnect method », *Chip Scale review*, déc-2002.
- [45] « Newhonestgroup ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.newhonest.com/newEbiz1/EbizPortalFG/portal/html/GeneralContentShow.html?GeneralContentShow_DocID=c373e91c73830f4e8ffeed8c83814e. [Consulté le: 25-avr-2012].
- [46] « WireBonder, TPT, Heavy Wire Bonder, Heavy Wire ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.tpt-wirebonder.com/en/applications/heavy-wire/>. [Consulté le: 25-avr-2012].
- [47] M. Oppermann, « RF Radio Links and LMDS Communications - Module Technology, Status and Trends », *Advancing Microelectronics*, vol. 28, n° 6, déc-2001.
- [48] C. Kärfelt, P. Hallbjörner, H. Zirath, et A. Alping, « High gain active microstrip antenna for 60-GHz WLAN/WPAN applications », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 54, n° 6, p. 2593 -2603, juin 2006.
- [49] S. Cahill, E. Sanjuan, et L. Levine, « Development of 100+ GHz High-frequency MicroCoax Wire Bonds », in *Proc. of the Int. Symp. On Microelect*, 2006, p. 668.
- [50] C. Kärfelt, C. Tegnander, J. P. Starski, J. Rudnicki, et A. Emrich, « Flip Chip Assembly of a Commercial MMIC Amplifier on Thin Film Alumina with Electroplated Pillars », présenté à GigaHertz2005, Uppsala, Sweden, 2005.
- [51] J. H. Lau, *Flip Chip Technologies*, 1^{re} éd. McGraw-Hill Professional, 1995.
- [52] « 3D Integration - Micronova », 24-nov-2011. [En ligne]. Disponible sur: http://www.micronova.fi/research/research_units/vtt_at_micronova/wafer-level_heterogeneous_intergration/. [Consulté le: 09-août-2013].
- [53] « Imec - Micro-bump scaling down to 20µm pitch ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.imec.be/ScientificReport/SR2010/2010/1159171.html>. [Consulté le: 09-août-2013].
- [54] W. Heinrich, A. Jentsch, et G. Baumann, « Millimeter-wave characteristics of flip-chip interconnects for multichip modules », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, n° 12, p. 2264-2268, 1998.
- [55] M. Ito, K. Maruhashi, K. Ikuina, N. Senba, N. Takahashi, et K. Ohata, « Low cost multi-layer ceramic package for flip-chip MMIC up to W-band », in *Microwave Symposium Digest, 2000 IEEE MTT-S International*, 2000, vol. 1, p. 57-60.
- [56] C. Kärfelt, J. Hallin, T. Kjellberg, B. Hansson, et T. Swahn, « Flip-chip mounted 1:4 demultiplexer IC in InP DHBT technology operating up to 100 Gb/s », in *Microwave Conference, 2007. European*, 2007, p. 1121 -1124.
- [57] L.-H. Hsu, D. Kuylenstierna, R. Kozhuharov, M. Gavell, C. Kärfelt, W.-C. Lim, H. Zirath, et E. Y. Chang, « Flip-Chip-Based Multichip Module for Low Phase-Noise Generation », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 58, n° 9, p. 2408-2419, sept. 2010.
- [58] Y. Kawano, H. Matsumura, S. Shiba, M. Sato, T. Suzuki, Y. Nakasha, T. Takahashi, K. Makiyama, et N. Hara, « Flip chip assembly for sub-millimeter wave amplifier MMIC on polyimide substrate », in *Microwave Symposium (IMS), 2014 IEEE MTT-S International*, 2014, p. 1-4.
- [59] T. E. Kazior, H. N. Atkins, A. Fatemi, Y. Chen, F. Y. Colomb, et J. P. Wendler, « DBIT-direct backside interconnect technology: a manufacturable, bond wire free interconnect technology

- for microwave and millimeter wave MMICs », in *Microwave Symposium Digest, 1997., IEEE MTT-S International*, 1997, vol. 2, p. 723-726 vol.2.
- [60] W.-C. Wu, L.-H. Hsu, E. Y. Chang, C. Kärnfelt, H. Zirath, J. P. Starski, et Y.-C. Wu, « 60 GHz Broadband MS-to-CPW Hot-Via Flip Chip Interconnects », *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 17, n° 11, p. 784 -786, nov. 2007.
- [61] W.-C. Wu, E. Y. Chang, R.-B. Hwang, L.-H. Hsu, C.-H. Huang, C. Kärnfelt, et H. Zirath, « Design, Fabrication, and Characterization of Novel Vertical Coaxial Transitions for Flip-Chip Interconnects », *Advanced Packaging, IEEE Transactions on*, vol. 32, n° 2, p. 362 -371, mai 2009.
- [62] U. Goebel, « DC to 100 GHz chip-to-chip interconnects with reduced tolerance sensitivity by adaptive wirebonding », in *Electrical Performance of Electronic packaging, 1994., IEEE 3rd Topical Meeting on*, 1994, p. 182-185.
- [63] H.-Y. Lee, « Wideband characterization of a typical bonding wire for microwave and millimeter-wave integrated circuits », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 43, n° 1, p. 63-68, 1995.
- [64] S. Beer, B. Ripka, S. Diebold, H. Gulan, C. Rusch, P. Pahl, et T. Zwick, « Design and measurement of matched wire bond and flip chip interconnects for D-band system-in-package applications », in *Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, p. 1-4.
- [65] V. Vassilev, N. Wadefalk, M. Abbasi, R. Kozhuharov, H. Zirath, S. E. Gunnarsson, T. Pellikka, A. Emrich, I. Kallfass, et A. Leuther, « Integrated front-ends up to 200 GHz », in *Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Integration Technologies (IMWS), 2011 IEEE MTT-S International*, 2011, p. 57-60.
- [66] L. A. Samoska, « An overview of solid-state integrated circuit amplifiers in the submillimeter-wave and THz regime », *Transactions on Terahertz Science and Technology, IEEE*, vol. 1, n° 1, p. 9-24, sept. 2011.
- [67] A. Tessmann, A. Leuther, V. Hurm, H. Massler, M. Zink, M. Kuri, M. Riessle, R. Losch, M. Schlechtweg, et O. Ambacher, « A 300 GHz mHEMT amplifier module », 2009, p. 196-199.
- [68] *waveguide sections.jpg (Image JPEG, 2592x1944 pixels) - Redimensionnée (0%)*. .
- [69] A.- www. pcmojo.com PC Mojo - Cave Creek, « Waveguide Construction - Microwave Encyclopedia - Microwaves101.com ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.microwaves101.com/encyclopedia/waveguideconstruction.cfm>. [Consulté le: 28-août-2012].
- [70] I. Stil, A. L. Fontana, B. Lefranc, A. Navarrini, P. Serres, et K. F. Schuster, « Loss of WR10 Waveguide across 70-116 GHz ».
- [71] P. C. Magnusson, G. C. Alexander, V. K. Tripathi, et A. Weisshaar, *Transmission Lines and Wave Propagation*, 4th éd. CRC Press, 2000.
- [72] D. M. Pozar, *Microwave engineering*, 3rd éd. John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [73] S. Ramo, J. R. Whinnery, et T. Van Duzer, *Fields and waves in communication electronics*, 3rd éd. John Wiley and Sons.
- [74] R. Hornung, « Insertion loss and loss tangent : When selecting low loss microwave laminates, loss tangent is only 25% of the story ». .
- [75] R. E. Collin, *Foundations of Microwave Engineering*, 2nd éd. McGraw Hill International editions, 1992.
- [76] « WAVEGUIDES Flexible Waveguide manufacturers custom waveguide suppliers FLEXIGUIDE LIMITED UK ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.flexiguide.com/products-doubleridge.htm>. [Consulté le: 24-oct-2012].
- [77] S. B. Cohn, « Properties of Ridge Wave Guide », *Proceedings of the IRE*, vol. 35, n° 8, p. 783 - 788, août 1947.
- [78] S. Hopfer, « The Design of Ridged Waveguides », *IRE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 3, n° 5, p. 20 -29, oct. 1955.

- [79] H. Uchimura, T. Takenoshita, et M. Fujii, « Development of a laminated waveguide », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, n° 12, p. 2438 -2443, déc. 1998.
- [80] Feng Xu et Ke Wu, « Guided-wave and leakage characteristics of substrate integrated waveguide », *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, n° 1, p. 66-73, janv. 2005.
- [81] Y. Cassivi, L. Perregrini, P. Arcioni, M. Bressan, K. Wu, et G. Conciauro, « Dispersion characteristics of substrate integrated rectangular waveguide », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 12, n° 9, p. 333-335, sept. 2002.
- [82] M. Bozzi, M. Pasian, L. Perregrini, et K. Wu, « On the losses in substrate integrated waveguides », in *Microwave Conference, 2007. European*, 2007, p. 384 -387.
- [83] T. Djerafi et K. Wu, « Substrate Integrated Waveguide (SIW) Techniques: The State-of-the-Art Developments and Future Trends », *Journal of University of Electronic Science of China*, vol. 42, n° 2, p. 171-192, mars 2013.
- [84] D. A. Dousset, « DÉVELOPPEMENT DE COMPOSANTS SIW DANS LA BANDE 3 D'ALMA (84–116 GHz) ET CONCEPTION D'UNE JONCTION ORTHOMODE (OMT) DANS LA BANDE 1 D'ALMA (31–45 GHz) EN TECHNOLOGIE GUIDE D'ONDE », Ecole Polytechnique de Montréal, 2010.
- [85] D. Deslandes et K. Wu, « Integrated microstrip and rectangular waveguide in planar form », *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 11, n° 2, p. 68–70, 2001.
- [86] M. F. Shafique et I. D. Robertson, « Laser machining of microvias and trenches for substrate integrated waveguides in LTCC technology », in *Microwave Conference, 2009. EuMC 2009. European*, 2009, p. 272–275.
- [87] P.-S. Kildal, E. Alfonso, A. Valero-Nogueira, et E. Rajo-Iglesias, « Local Metamaterial-Based Waveguides in Gaps Between Parallel Metal Plates », *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, p. 84-87, 2009.
- [88] C. Arenas Buendia, F. Gallée, A. Valero-Nogueira, et C. Person, « Gap Waveguide Structure in LTCC for Millimeter-Wave Applications », in *Proceedings*, Den Haag, Netherlands, 2014, p. 982-986.
- [89] I. Tick, « Fabrication of advanced LTCC structures for microwave devices », University of Oulu, Oulu, Finland, 2009.
- [90] S. Lee, S. Jung, et H.-Y. Lee, « Ultra-Wideband CPW-to-Substrate Integrated Waveguide Transition Using an Elevated-CPW Section », *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 18, n° 11, p. 746-748, nov. 2008.
- [91] F. Taringou et J. Bornemann, « New substrate-integrated to coplanar waveguide transition », in *Microwave Conference (EuMC), 2011 41st European*, 2011, p. 428–431.
- [92] C.-K. Tzuang, K.-C. Chen, C.-J. Lee, C.-C. Ho, et H.-S. Wu, « H-plane mode conversion and application in printed microwave integrated circuit », in *Microwave Conference, 2000. 30th European*, 2000, p. 1–4.
- [93] D. Deslandes et K. Wu, « Integrated transition of coplanar to rectangular waveguides », in *Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International*, 2001, vol. 2, p. 619-622 vol.2.
- [94] T. E. Manwarren et K. J. Scott, *STRIPLINE SLOTTED BALUN DIPOLE ANTENNA*. 1974.
- [95] C. Calvez, C. Person, J. Coupez, F. Gallée, H. Ezzeddine, A. Cathelin, et D. Belot, « New millimeter wave packaged antenna array on IPD technology », in *Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF), 2010 Topical Meeting on*, 2010, p. 96–99.
- [96] « Picoprobe Calibration Substrate Selection Guide ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.ggb.com/calsel.html>. [Consulté le: 30-sept-2015].
- [97] F. Alimenti, M. Mongiardo, et R. Sorrentino, « Design of mitred H-plane bends in rectangular waveguides by combined mode matching and finite differences », présenté à IEEE Microwave Conference, 1994. 24th European, 1994, vol. 1, p. 289-293.
- [98] Z. Ma, T. Yamane, et E. Yamashita, « Analysis and design of H-plane waveguide bends with compact size, wide-band and low return loss characteristics », in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 1997, vol. 2, p. 417-420.

- [99] S. Contreras et A. Peden, « Graphical Design Method for Unequal Power Dividers Based on Phase-Balanced SIW Tee-Junctions », *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, vol. 5, n° 05, p. 603-610, 2013.
- [100] H. Chen, W. Che, Q. Li, C. Gu, et K. Wu, « Substrate-integrated waveguide matching terminations with microwave absorbing material », *Electronics Letters*, vol. 50, n° 17, p. 1216-1218, août 2014.
- [101] H. Uchida, M. Nakayama, A. Inoue, et Y. Hirano, « A Post-Wall Waveguide (SIW) Matched Load with Thin-Film Resistor », in *Proceedings*, 2010, p. 1597-1600.
- [102] « Eccosorb MMI-U | Emerson & Cuming ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.eccosorb.eu/products/eccosorb/eccosorb-mmi-u>. [Consulté le: 29-juin-2015].
- [103] « Chalmers University of Technology ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.chalmers.se/en/Pages/default.aspx>. [Consulté le: 30-sept-2015].
- [104] K. K. Samanta, D. Stephens, et I. D. Robertson, « 60 GHz multi-chip-module receiver with substrate integrated waveguide antenna and filter », *Electronics Letters*, vol. 42, n° 12, p. 701-702, 2006.
- [105] « WIN Semiconductors Corp. - Overview ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.winsemiconductorscorp.com/en_US/aboutus.aspx. [Consulté le: 14-août-2015].
- [106] W. Byun, B. S. Kim, K. S. Kim, K. C. Eun, M. S. Song, R. Kulke, O. Kersten, G. Mollenbeck, et M. Rittweger, « Design of vertical transition for 40GHz transceiver module using LTCC technology », in *Microwave Integrated Circuit Conference, 2007. EuMIC 2007. European*, 2007, p. 555-558.
- [107] L. Xia, R. Xu, B. Yan, J. Li, Y. Guo, et J. Wang, « Broadband transition between air-filled waveguide and substrate integrated waveguide », *Electronics Letters*, vol. 42, n° 24, p. 1403, 2006.
- [108] G. S. Flatters, « A substrate integrated waveguide (SIW) to air filled waveguide transition comprising a tapered dielectric layer », GB2489950 (A), 17-oct-2012.
- [109] K. Rida et al., « Regles_conception_LTCC _22avril2014.pdf ». 22-avr-2014.
- [110] D. Bourreau, A. Peden, et S. Le Maguer, « A Quasi-Optical Free-Space Measurement Setup Without Time-Domain Gating for Material Characterization in the-Band », *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 55, n° 6, p. 2022-2028, 2006.
- [111] B. Dumont et P. Zallo, « Structure de guidage d'ondes electromagnétiques en mousse métallisée », FR2916580A1, 2008.
- [112] S. Chenu, J.-P. Coupez, F. Karpus, et B. Toubanc, « Development of new technologies using foam materials for RF device integration », in *Microwave Conference (EuMC), 2013 European*, 2013, p. 326-329.
- [113] « Waveguide Sizes Dimensions Formulas Equations - RF Cafe ». [En ligne]. Disponible sur: <http://www.rfcafe.com/references/electrical/waveguide-chart.htm>. [Consulté le: 02-juill-2012].
- [114] « Waveguide (electromagnetism) - Wikipedia, the free encyclopedia ». [En ligne]. Disponible sur: [http://en.wikipedia.org/wiki/Waveguide_\(electromagnetism\)](http://en.wikipedia.org/wiki/Waveguide_(electromagnetism)). [Consulté le: 02-juill-2012].
- [115] IMST, « LTCC - What is LTCC? - Abbreviations ». [En ligne]. Disponible sur: http://www.ltcc.de/en/whatis_des.php. [Consulté le: 29-juill-2014].
- [116] E. Scrantom, « Scrantom engineering LTCC design guidelines ». 07-avr-1999.
- [117] VTT, « Design Guidelines Low Temperature Co-Fired Ceramic Modules ». VTT, 15-janv-2014.
- [118] KOA, « KOA's LTCC technology.pdf », 2013.
- [119] « BOPP SD Stainless screen printing ». juin-2013.
- [120] « LTCC Product Technical Information : DuPont Microcircuit Materials ». [En ligne]. Disponible sur: http://www2.dupont.com/MCM/en_US/tech_info/products/ltcc.html. [Consulté le: 31-juill-2014].
- [121] D. Bourreau, A. Peden, et S. Le Maguer, « A Quasi-Optical Free-Space Measurement Setup Without Time-Domain Gating for Material Characterization in the W-Band », *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 55, n° 6, p. 2022-2028, déc. 2006.

Annexe 1 : Guides d'ondes

Tableau 13. Les guides d'ondes rectangulaires standards avec leur fréquence de coupure, [113] et [114].

Désignation		Largeur intérieure	Épaisseur intérieure	Fréquence de coupure [GHz] du mode le plus « bas »	Fréquence de coupure [GHz] du deuxième mode	Fréquence d'utilisation [GHz]
	Wave- guide	[mm]	[mm]			
WR975		247.65	123.825			0.75-1.12
WR770		195.58	97.79			0.96-1.45
WR650		165.1	82.55	0.908	1.816	1.12-1.70
WR510		129.54	64.77	1.157	2.314	1.45-2.20
WR430	R	109.22	54.61	1.372	2.745	1.70-2.60
WR340	D	86.36	43.18	1.736	3.471	2.20-3.30
WR284	S	72.136	34.036	2.078	4.156	2.60-3.95
WR229	E	58.166	29.083	2.577	5.154	3.30-4.90
WR187	G	47.5488	22.1488	3.153	6.305	3.95-5.85
WR159	F	40.386	20.193	3.712	7.423	4.90-7.05
WR137	C	34.8488	15.7988	4.301	8.603	5.85-8.20
WR112	H	28.4988	12.6238	5.260	10.520	7.05-10.00
WR90	X	22.86	10.16	6.557	13.114	8.20-12.40
WR75		19.05	9.525	7.869	15.737	10.0-15.0
WR62	Ku	15.7988	7.8994	9.488	18.976	12.40-18.00
WR51	K	12.954	6.477	11.572	23.143	15.00-22.00
WR42	K	10.668	4.318	14.051	28.102	18.00-26.50
WR34		8.636	4.318	17.357	34.715	20.0-33.0

ANNEXE 1

WR28	Ka	7.112	3.556	21.077	42.154	26.5-40.0
WR22	Q	5.6896	2.8448	26.346	52.692	33.00-50.00
WR19	U	4.7752	2.3876	31.391	62.782	40.00-60.00
WR15	V	3.7592	1.8796	39.875	79.750	50.00-75.00
WR12	E	3.0988	1.5494	48.373	96.746	60.00-90.00
WR10	W	2.54	1.27	59.015	118.030	75.00-110.0
WR08	F	2.032	1.016	73.768	147.536	90.00-140.0
WR06	D	1.651	0.8255	90.791	181.583	110.0-170.0
WR05	G	1.30	0.648	115.75	231.5	140.0-220.0
WR04		1.0922	0.5461	137.243	274.485	170.0-260.0
WR03	J	0.8636	0.4318	173.571	347.143	220.0-325.0
WR2.8		0.71	0.355	211.00	422.00	325.0-400.0
WR2.2		0.56	0.28	268.00	536.00	400.0-500.0

Tableau 14. Dimensions et fréquence de coupure pour [GLWGs](#) remplis avec [ESL41110](#) réalisés dans ce travail (voire estimés comme réalisables*).

Désignation		Largeur intérieure	Épaisseur intérieure	Fréquence de coupure [GHz] du mode le plus « bas »	Fréquence de coupure [GHz] du deuxième mode	Fréquence d'utilisation [GHz]
		[mm]	[mm]			
	Wave- guide					
WR19	U	2.25	0.075	31.391	62.782	40.00-60.00
WR15	V	1.77	0.075	39.875	79.750	50.00-75.00
WR12*	E	1.46	0.075	48.373	96.746	60.00-90.00
WR10	W	1.20	0.075	59.015	118.030	75.00-110.0
WR08*	F	0.96	0.075	73.768	147.536	90.00-140.0
WR06*	D	0.78	0.075	90.791	181.583	110.0-170.0
WR05	G	0.61	0.075	115.75	231.5	140.0-220.0
WR04*		0.51	0.075	137.243	274.485	170.0-260.0
WR03*	J	0.40	0.075	173.571	347.143	220.0-325.0

Annexe 2 : Spécifications des matériaux d'ESL

Annexe 2.1 : ESL41110



ESL ELECTROSCIENCE

CERAMIC TAPES &
THICK-FILM MATERIALS

416 EAST CHURCH ROAD
KING OF PRUSSIA, PA 19406-2625 USA

T: 610.272.8000
F: 610.272.6759

www.electroscience.com

CO-FIRE CERAMIC TAPE

41110

RoHS Compliant Ceramic Tape for Multilayer and Microwave Applications Requiring Low Dielectric Constant

A flexible cast film of inorganic dielectric powder dispersed in an organic matrix, designed to be fired at 850°C to give a dense body. Multilayer parts can be formed by laminating metallized sheets of the tape into a monolithic structure prior to firing. A pressure/temperature combination of 21 MPa and 70°C works well for laminating this tape. Ceramic tape is provided on a silicone-coated polyester film to minimize environmental contamination, to protect it from mechanical damage, and to aid in handling. This material is useful in microwave applications that require low dielectric constant and low loss.

PROCESSING PARAMETERS

LAMINATING:	21 MPa at 70°C
FIRING TEMPERATURE:	850°C
TIME AT PEAK TEMPERATURE:	10 minutes

TAPE CHARACTERISTICS

TAPE THICKNESS:	100-130 µm
COLOR:	blue
SHELF LIFE: (when stored in dry N ₂)	6 months

41110 0711 Rev J

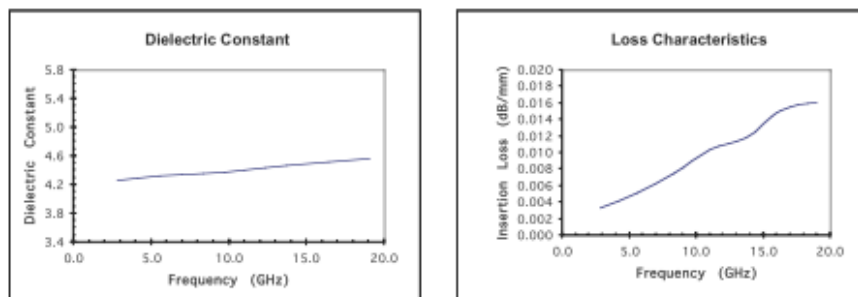
ESL Affiliates

ESL China • Rm#1707, Tower A • City Center of Shanghai • 100 Zunyi Road • Shanghai, China 200051 Tel: (011-86)-21-62370336 • Fax: (011-86)-21-62370338 • eslchina@eslshanghai.net
ESL Europe • 8 Commercial Road • Reading, Berkshire, England RG2 0QZ • Tel: (011-44)-118-918-2400 • Fax: (011-44)-118-986-7331 • Sales@ESLEurope.co.uk
ESL Nippon • Sukegawa Bldg • 6th floor • 3-4 Yanagibashi 1-chome • Taiho-ku • Tokyo 111, Japan • Tel: (011-81)-3-3864-8521 • Fax: (011-81)-3-3864-9270 • Sales@ESL-Nippon.co.jp

See Caution and Disclaimer on other side.

FIRE TAPE PROPERTIES (Tested with ESL 803 post-fired gold conductor)

DIELECTRIC CONSTANT: (1 MHz, using post-fired ESL 903-A silver conductor)		4.0-5.0
DIELECTRIC CONSTANT: (GHz, cofired with ESL 903-A silver conductor, see microwave properties below)		4.3-4.7
DISSIPATION FACTOR: (1 MHz, using post-fired ESL 903-A silver conductor)		≤ 0.4%
INSULATION RESISTANCE: (100 VDC)		≥ 10 ¹² Ω
THERMAL CONDUCTIVITY:		2.5-3.0 W/(m·K)
TCE: (25°C to 300°C)		6.4 ppm/°C
BREAKDOWN VOLTAGE:		> 1500 V/25 μm
PRESSURE COOKER: (Insulation resistance after 15 minutes at 2 atmospheres)		≥ 10 ¹² Ω
FIRE SHRINKAGE: (Using recommended processing parameters)	X and Y	15 ± 1%
	Z	16 ± 2%
FIRE DENSITY: (Theoretical)		2.30 g/cm ³
COMPATIBLE CONDUCTORS:	ESL 803, 902, 903-A, 903-B, 903-C, 963	

MICROWAVE PROPERTIES *

* Data obtained from measurements on ring resonators. Metallization is co-fired 903-A silver.

41110 0711 Rev J

*Complies with RoHS, ELV, WEEE and CHP 3 EC directives

CAUTION: Proper industrial safety precautions should be exercised in using these products. Use with adequate ventilation. Avoid prolonged contact with skin or inhalation of any vapors emitted during use or heating of these compositions. The use of safety eye goggles, gloves or hand protection creams is recommended. Wash hands or skin thoroughly with soap and water after using these products. Do not eat or smoke in areas where these materials are used. Refer to appropriate MSDS sheet.

DISCLAIMER: The product information and recommendations contained herein are based on data obtained by tests we believe to be accurate, but the accuracy and completeness thereof is not guaranteed. No warranty is expressed or implied regarding the accuracy of these data, the results obtained from the use hereof, or that any such use will not infringe any patent. Electro-Science assumes no liability for any injury, loss, or damage, direct or consequential arising out of its use by others. This information is furnished upon the condition that the person receiving it shall make their own tests to determine the suitability thereof for their particular use, before using it. User assumes all risk and liability whatsoever in connection with their intended use. Electro-Science's only obligation shall be to replace such quantity of the product proved defective.

Annexe 2.2 : ESL41060



ESL Electro-Science

416 East Church Road • King of Prussia, PA 19406-2625, USA
810-272-8000 • Fax: 810-272-8759 • www.ElectroScience.com • Sales@ElectroScience.com

CO-FIRE CERAMIC TAPE

41060

Lead-Free Ceramic Fire Tape for Multilayer and Microwave Applications Requiring Dielectric Constant of 16-17

The 41060 is a flexible cast film of inorganic dielectric powder dispersed in an organic matrix, designed to be fired at 875°C to give a dense body. Multilayer parts can be formed by laminating metallized sheets of the tape into a monolithic structure prior to firing. A pressure/temperature combination of 21 MPa and 70°C works well for laminating this tape. Ceramic tape is provided on a silicone-coated polyester film to minimize environmental contamination, to protect it from mechanical damage, and to aid in handling. This dielectric is useful in microwave applications that require intermediate dielectric constant and low loss.

PROCESSING PARAMETERS

LAMINATING:	21 MPa at 70°C
FIRING TEMPERATURE:	875°C
TIME AT PEAK TEMPERATURE:	30 minutes

TAPE CHARACTERISTICS

TAPE THICKNESS:	100-130 µm
COLOR:	blue
SHELF LIFE:	6 months

41060 0403 Rev A

ESL Affiliates

ESL China • 10th Floor • City Center of Shanghai • 100 Junchi Road • Shanghai, China 200051 Tel: (811-86) 21-62370336 • Fax: (811-86) 21-62370338 • eslchina@jg.com.cn

ESL Europe • 5 Commercial Road • Reading, Berkshire, England RG2 8GE • Tel: (811-44) 118-098-2400 • Fax: (811-44) 118-098-7233 • Sales@ESLEurope.co.uk

ESL Nippon • Sakaguchi Bldg. • 8th floor • 3-4-1 Sonagibashi 1-chome • Tokyo 111, Japan • Tel: (811-81) 3-3864-8521 • Fax: (811-81) 3-3864-0270 • NipponSales@ESL.Nippon.com

See Caution and Disclaimer on other side

FIRED TAPE PROPERTIES (Using co-fired 903-A silver conductor)

DIELECTRIC CONSTANT: (1 MHz)		16-17
DISSIPATION FACTOR: (1 MHz)		0.2%
TCE: (25°C to 300°C)		7.55 ppm/°C
FIRED SHRINKAGE: (Using recommended processing parameters)	X and Y	9.5%±0.5%
	Z	15.0%±1.0%
FIRED DENSITY: (Theoretical)		3.46 g/cm ³
COMPATIBLE CONDUCTORS:		903-A

CAUTION: Proper industrial safety precautions should be exercised in using these products. Use with adequate ventilation. Avoid prolonged contact with skin or inhalation of any vapors emitted during use or heating of these compositions. The use of safety eye goggles, gloves or hand protection creams is recommended. Wash hands or skin thoroughly with soap and water after using these products. Do not eat or smoke in areas where these materials are used. Refer to appropriate MSDS sheet.

DISCLAIMER: The product information and recommendations contained herein are based on data obtained by tests we believe to be accurate, but the accuracy and completeness thereof is not guaranteed. No warranty is expressed or implied regarding the accuracy of these data, the results obtained from the use thereof, or that any such use will not infringe any patent. Electro-Science assumes no liability for any injury, loss, or damage, direct or consequential arising out of its use by others. The information is furnished upon the condition that the person receiving it shall make their own tests to determine the suitability thereof for their particular use, before using it. User assumes all risk and liability whatsoever in connection with their intended use. Electro-Science's only obligation shall be to replace such quantity of the product proved defective.

Annexe 2.3 : ESL802



ESL ELECTROSCIENCE

CERAMIC TAPES &
THICK-FILM MATERIALS

416 EAST CHURCH ROAD
KING OF PRUSSIA, PA 19406-2625, U.S.A

T: 610-272-8000
F: 610-272-6759

www.electroscience.com

GOLD CONDUCTOR

802

Conductor for Low Temperature Co-fired Ceramic Tapes

ESL 802 is a gold conductor paste specially developed for use with ESL low temperature co-fired ceramic tapes (LTCC). This material is designed as a via-fill metallization.

PASTE DATA

RHEOLOGY:	Thixotropic, screen-printable paste
VISCOSITY: (Brookfield RVT, ABZ spindle, 10 rpm, 25.5 ± 0.5 °C)	275 ± 25 Pa.s
SOLIDS CONTENT:	87.5 ± 1.5 %
SHELF LIFE: (at 25 °C)	6 months

PROCESSING

SCREEN MESH/EMULSION:	325 / 25 ± 12 µm
LEVELING TIME: (at 25°C)	5 - 10 min
DRYING TIME: (at 80°C)	10 - 15 min
FIRING TEMPERATURE:	Co-fired with LTCC
RATE OF ASCENT/DESCENT:	60°C - 100°C/minute
SUBSTRATE FOR CALIBRATION:	ESL 41010
THINNER:	ESL 401

ESL Europe (KOP) 802 0904-New

ESL Affiliates

ESL Europe (Agmet Ltd) • 8 Commercial Road • Reading • Berkshire • England • RG2 9QZ • Tel: +44 (0) 118 918 2400 • Fax: +44 (0) 118 998 7331 • Sales@ESLEurope.co.uk

ESL Nippon • Sukagawa Bldg. • 6th floor • 3-4 Yanagibashi 1-chome • Taiho-ku • Tokyo 111, Japan • Tel: +81-3-3864-8521 • Fax: +81-3-3864-0270 • Sales@ESL-Nippon.co.jp

ESL China • Room #1707, Tower A, City Center of Shanghai • 100 Zunyi Road • Shanghai, China 200051 • Tel: +86-21-6237-0336 and 0337 • Fax: +86-21-6237-0338
ESL.China@eslshanghai.net

See Caution and Disclaimer on other side.

TYPICAL PROPERTIES

FIRE THICKNESS:

(measured on a 2 mm x 2 mm pad)

15 - 25 μm

RESISTIVITY:

(measured on a 100 mm x 0.25 mm conductor track)

$\leq 30 \text{ m}\Omega/\text{square}$

NOTES: All data was collected using ESL 41010 or similar tape, co-fired at 850°C.

ESL Europe (KOP) 802 0904-New

CAUTION: Proper industrial safety precautions should be exercised in using these products. Use with adequate ventilation. Avoid prolonged contact with skin or inhalation of any vapours emitted during use or heating of these compositions. The use of safety eye goggles, gloves or hand protection creams is recommended. Wash hands or skin thoroughly with soap and water after using these products. Do not eat or smoke in areas where these materials are used. Refer to appropriate MSDS sheet.

DISCLAIMER: The product information and recommendations contained herein are based on data obtained by tests we believe to be accurate, but the accuracy and completeness thereof is not guaranteed. No warranty is expressed or implied regarding the accuracy of these data, the results obtained from the use hereof, or that any such use will not infringe any patent. ElectroScience assumes no liability for any injury, loss, or damage, direct or consequential, arising out of its use by others. This information is furnished upon the condition that the person receiving it shall make his own tests to determine the suitability thereof for his particular use, before using it. User assumes all risk and liability whatsoever in connection with his intended use. ElectroScience's only obligation shall be to replace such quantity of the product proved defective.

Annexe 2.4 : ESL803



ESL ELECTROSCIENCE

CERAMIC TAPES &
THICK-FILM MATERIALS

416 EAST CHURCH ROAD
KING OF PRUSSIA, PA 19406-2625, U.S.A

T: 610-272-8000
F: 610-272-6759

www.electroscience.com

GOLD CONDUCTOR

803

Conductor for Low Temperature Co-fired Ceramic Tapes

ESL 803 is a gold conductor paste specially developed for use with ESL low temperature co-fired ceramic tapes (LTCC). This material is designed for use as an inner layer or top layer metallization.

PASTE DATA

RHEOLOGY:	Thixotropic, screen-printable paste
VISCOSITY: (Brookfield RVT, ABZ spindle, 10 rpm, 25.5 ± 0.5 °C)	225 ± 50 Pa.s
SOLIDS CONTENT:	77.0 ± 1.5 %
SHELF LIFE: (at 25 °C)	6 months

PROCESSING

SCREEN MESH/EMULSION:	325 / 25 ± 12 µm
LEVELING TIME: (at 25°C)	5 - 10 min
DRYING TIME: (at 80°C)	10 - 15 min
FIRING TEMPERATURE:	Co-fired with LTCC
RATE OF ASCENT/DESCENT:	60°C - 100°C/minute
SUBSTRATE FOR CALIBRATION:	ESL 41010
THINNER:	ESL 401

803 0904-A

ESL Affiliates

ESL China • Rm#1707, Tower A • City Center of Shanghai • 100 Zunyi Road • Shanghai, China 200051 Tel: (011-86)-21-62370336 • Fax: (011-86)-21-62370338 • eslchina@eslshanghai.net

ESL Europe • 5 Commercial Road • Reading, Berkshire, England RG2 0QZ • Tel: (011-44)-118-918-2450 • Fax: (011-44)-118-886-7331 • Sales@ESLEurope.co.uk

ESL Nippon • Sukogawa Bldg • 6th floor • 3-4 Yanagibashi 1-chome • Taihoku • Tokyo 111, Japan • Tel: (011-81)-3-3964-8521 • Fax: (011-81)-3-3964-8270 • Sales@ESL-Nippon.co.jp

See Caution and Disclaimer on other side.

TYPICAL PROPERTIES

FIRED THICKNESS: (measured on a 2 mm x 2 mm pad)	6 - 12 μm
RESISTIVITY: (measured on a 100 mm x 0.25 mm conductor track at 9 μm fired thickness)	$\leq 10 \text{ m}\Omega/\text{square}$
SOLDER WETTABILITY: (80 Au / 20 Sn solder)	Good
WIREBONDABILITY: (25 μm Au wire)	
INITIAL PULL STRENGTH:	≥ 10 grams
ADHESION: (90° pull, 2.0 mm x 2.0 mm pads)	
INITIAL PULL STRENGTH:	$\geq 13 \text{ N}$

NOTES: All data was collected using ESL 41010 or similar tape, co-fired at 850°C.

803 0904-A

CAUTION: Proper industrial safety procedures should be exercised in using these products. Use with adequate ventilation. Avoid prolonged contact with skin or inhalation of any vapors emitted during use or heating of these compositions. The use of safety eye goggles, gloves or hand protection creams is recommended. Wash hands or skin thoroughly with soap and water after using these products. Do not eat or smoke in areas where these materials are used. Refer to appropriate MSDS sheet.

DISCLAIMER: The product information and recommendations contained herein are based on data obtained by tests we believe to be accurate, but the accuracy and completeness thereof is not guaranteed. No warranty is expressed or implied regarding the accuracy of these data, the results obtained from the use hereof, or that any such use will not infringe any patent. Electro-Science assumes no liability for any injury, loss, or damage, direct or consequential arising out of its use by others. This information is furnished upon the condition that the person receiving it shall make their own tests to determine the suitability thereof for their particular use, before using it. User assumes all risk and liability whatsoever in connection with their intended use. Electro-Science's only obligation shall be to replace each quantity of the product proved defective.

Annexe 3 : Extensions des possibilités offertes par la technologie LTCC

La technologie [LTCC](#) est disponible au sein de notre laboratoire depuis quelques années. Sa mise en place a été faite dans le cadre d'une thèse soutenue en 2013, [41]. Ce travail a abouti à de bons résultats et nous avons désormais un niveau de fabrication correct en comparaison de ce que dévoilent les règles de conception des autres instituts de recherche ou fonderies de LTCC. Cependant, comme les thèses suivantes, dont celle-ci, ont pour objectif d'atteindre les limitations de fabrication, elles doivent être repoussées elles aussi. La Figure 155 illustre les définitions pour les règles de conception et le Tableau 15 reprend les chiffres donnés par ces sociétés ou instituts de recherche. Ce sont uniquement les valeurs minimales qui sont précisées. Ces dimensions ne sont donc pas celles utilisées typiquement en production en grand volume, mais plutôt celles retenues pour des prototypages en faible nombre. Certaines cases sont laissées vides, lorsque la fonderie n'a pas renseigné cette dimension. Pour information, les données de [IMST](#) dans [115] sont plutôt une récolte des données disponibles de plusieurs fabricants que des règles propres à [IMST](#). Elles ne sont donc pas présentées ici.

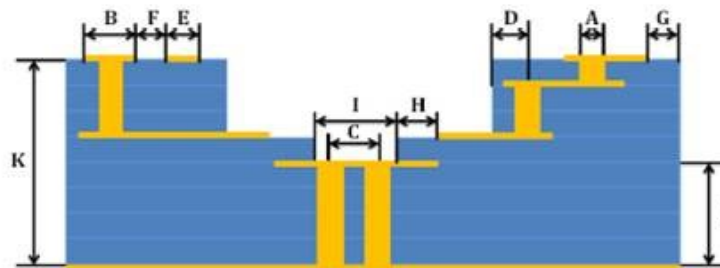


Figure 155. Définitions pour les règles de conception, [109].

Certains chiffres sont en italique, ce qu'implique que ces dimensions doivent être compensées en tenant compte de la valeur du retrait, avant de pouvoir être comparées avec les chiffres non-italiques. Pour le tape [ESL41110](#), le retrait en x et y est de 15 %.

Globalement, comme le montre ce Tableau 15, le niveau de la technologie [LTCC](#) dans notre laboratoire n'est pas très éloigné de celui des concurrents. On voit que la largeur d'une ligne et le gap entre lignes sont meilleurs chez KOA et SEI, et que le diamètre minimal des vias est plus petit pour toutes les autres fonderies. Bien sûr, KOA, VTT et SEI sont des professionnels qui peuvent assurer une qualité et reproductibilité que nous sommes loin de garantir aujourd'hui, mais nos capacités de réalisation sont tout à fait correctes.

Tableau 15. Comparaison des dimensions minimales des règles de conception, [109]- [116].*Remarque : Avant cuisson, Après cuisson*

Fonctionnalité	TB, [109]	VTT, [117]	KOA, [118]	SEI, [116]
A Diamètre de via	150	80	100	100
B Plot autour du via	$A+50$	$A+50$	$A+50$	$A+25$
C Entraxe entre vias	$3 \times A$	$3 \times A$	200	$2.5 \times A$
D Distance via à bord de substrat ou de cavité	$2 \times A$	$2 \times A$	300	300
E Largeur ligne	100	100	60	75
F Gap entre lignes	100	150	60	100
G Distance ligne à bord de substrat	200	250		125
H Distance ligne à bord de cavité	200			125
I Largeur cavité			600	
J Épaisseur en dessous cavité	300	330		430
K Épaisseur du substrat	450			

Comme dans le cadre de cette thèse, nous cherchons à préciser la limite haute en fréquence avec le [LTCC](#), nous ne pouvons pas nous contenter de ces dimensions minimales, ni des possibilités de réalisation fixées aujourd'hui. Pour monter en fréquence, il faut en effet améliorer les résolutions et précisions dimensionnelles et, en plus, il faut également rajouter de nouvelles fonctionnalités. Plus précisément, il faut être capable d'améliorer les points suivants;

1. La finesse des motifs, c.à.d. la largeur des lignes et des gaps (E et F dans la Figure 155)
2. La distance entre la ligne et le bord de la cavité (H dans la Figure 155)
3. La réalisation de gaps de 30 μm sur la couche extérieure pour réaliser des plots de mesure sous pointes
4. La réalisation de cavités internes
5. La réalisation de tranchées métallisées
6. L'alignement des motifs sur le tape et entre les différents niveaux
7. La reproductibilité

Les motivations et explications pour chacun de ces points suivent dans les paragraphes dédiés qui suivent.

Annexe 3.1 : Amélioration de la résolution des lignes et gaps sérigraphiés

Au début de ce travail de thèse, la résolution que nous avons pu valider pour des lignes et des gaps en sérigraphie était de 120 μm pour les deux types de motifs [41]. Cette finesse, étant trop grossière pour une réalisation possible de certains motifs, devait être améliorée et nous avons donc fait une étude de l'effet du maillage de différents écrans sur la définition des lignes réalisées. Une photo d'un écran est présentée sur la Figure 156. Les écrans testés sont de 300 *mesh* et 25 μm de diamètre de fil pour ceux utilisés habituellement et, en plus, nous avons acheté des écrans calandrés de 500 *mesh* et 19 μm de fil et de 290 *mesh* et 20 μm de fil. La valeur « *mesh* » signifie le nombre de mailles par pouce (1 pouce est égal à 25.4 mm) et cette valeur, combinée avec le diamètre du fil, donne l'ouverture de chaque maille. Les définitions adéquates sont données à la Figure 157.

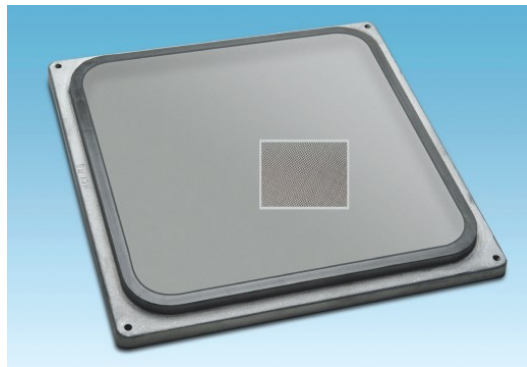


Figure 156. Écran de sérigraphie en métal [119].

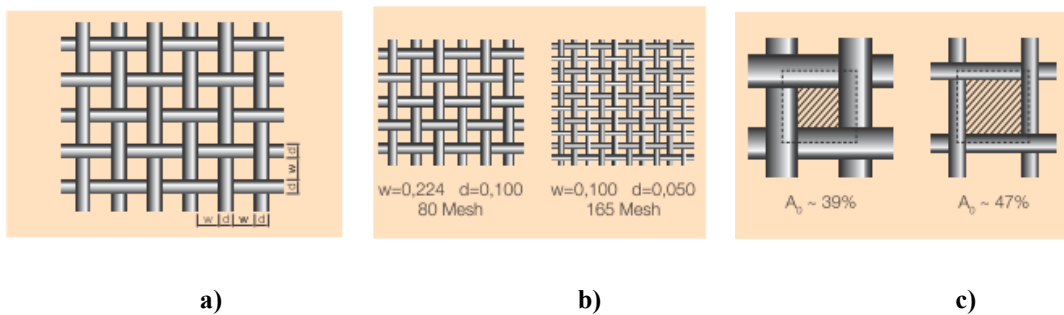


Figure 157. Définition de : a) dimensions d'ouverture, w et diamètre de fil, d , b) calcul de *mesh* ($2.54/(w+d)$) et c) calcul d'ouverture $A=(w/(w+d))^2 \times 100 \%$, [119].

Le motif de test est détaillé à la Figure 158. Des écrans de trois types ont été préparés avec une émulsion de type Procip20.

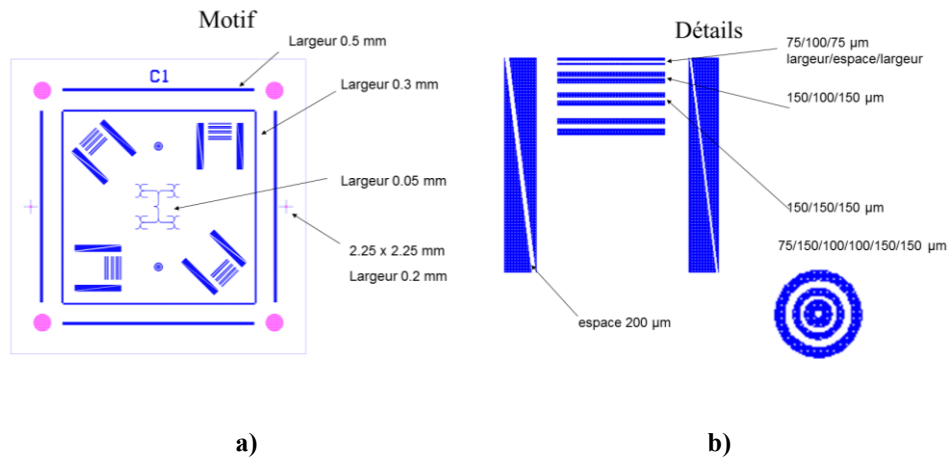


Figure 158. Motifs pour tester des écrans avec des lignes et des gaps fins, a) vue complète, b) détails de certains motifs.

De cette étude, nous avons conclu que nous sommes capables de diminuer la largeur et le gap minimal de nos règles de conception de 120 à 100 µm. Ensuite, nous avons conclu que la direction de sérigraphie, c.à.d. l'alignement du motif sur l'écran ne pose pas un problème. Ceci est vérifié grâce aux motifs circulaires et, également, grâce au même motif répété quatre fois après rotation de 45°. La Figure 159 montre des détails de ces essais faits avec l'écran 500/19. Si on compare les motifs de la Figure 158-b avec les détails des Figure 159-b et Figure 159-c, on voit que manquent les lignes les plus fines avec une largeur prévue de 75 µm et un gap de 100 µm. La cause n'est pas une mauvaise qualité de la phase de sérigraphie, mais tient à une incapacité à développer de ces motifs dans l'émulsion utilisée, et ceci sur tous les écrans.

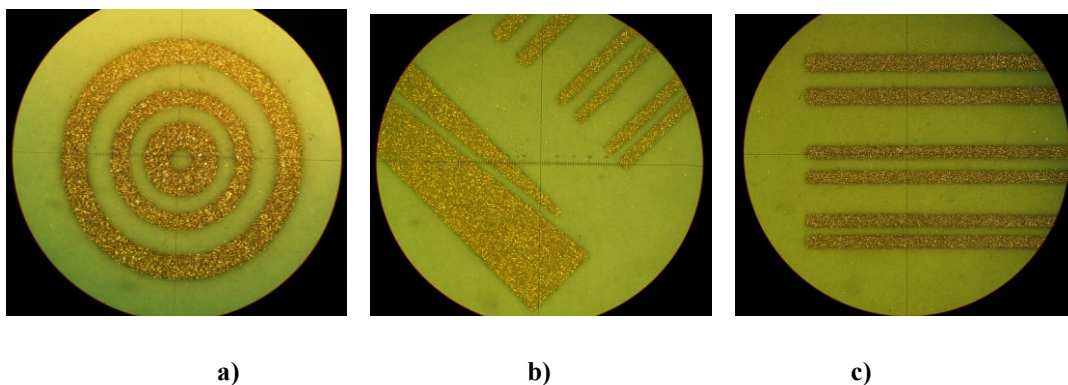


Figure 159. Détails après sérigraphie concernant l'amélioration de la résolution des lignes et des gaps : a) cercles concentriques, b) test de largeur minimale d'une ligne et d'un gap, c) test des lignes et des gaps sur une grande longueur.

Le Tableau 16 synthétise les résultats de ces tests.

Tableau 16. Résultats d'analyse de lignes fines, largeur minimale recommandée avec tolérances (avant cuisson).

Écran <i>mesh</i> /diamètre de fil	290/20	325/25	500/19
Largeur ligne	$100 \pm_{15}^{15} \mu\text{m}$	$100 \pm_5^5 \mu\text{m}$	$100 \pm_5^0 \mu\text{m}$
Gap	$100 \pm_{10}^{25} \mu\text{m}$	$100 \pm_5^{15} \mu\text{m}$	$100 \pm_5^{20} \mu\text{m}$
Direction de sérigraphie	Non sensible	Non sensible	Non sensible
Réussite du motif central (ligne 50 μm)	Non	Non	Non

Comme les résultats sont à peu près équivalents pour les trois écrans, ce n'est pas le choix de l'écran qui limite la finesse des motifs, pour l'instant. Après discussion avec le fournisseur des écrans, nous avons compris que c'est plutôt l'épaisseur de l'émulsion qui est en cause, ce qui impose une étude ultérieure.

Ceci conclut le travail sur de la résolution des motifs avec une légère, mais non négligeable, amélioration sur la largeur des lignes et des gaps entre ligne. Après cuisson, ces valeurs vont se rétracter à 85 μm et pour la largeur des lignes et pour la largeur des gaps, pour le matériau [ESL41110](#), ce qui est appréciable.

Annexe 3.2 : Distance entre la ligne et le bord de la cavité

Nous avons défini la distance entre une ligne de transmission et le bord de la cavité comme l'une des caractéristiques de notre fabrication [LTCC](#) à améliorer. L'intérêt se trouve dans le fait que le fil de *bonding* doit être aussi court que possible pour minimiser l'inductance de liaison entre la puce et le substrat, c.f. le paragraphe I.4.3. Dans le paragraphe IV.2, où nous avons proposé des montages de puces [MMIC](#) en mode [FC](#), il est crucial que la plaque supérieure du [GLWG](#) arrive jusqu'au bord de la cavité que nous avons réalisé pour la puce. La distance H , Figure 155, est de 200 μm avant cuisson, ce qui correspond à 170 μm après cuisson pour le tape [ESL41110](#). Dans ces conditions, un fil ruban connecté entre une puce et un substrat, avec les plots du même niveau, aura une longueur de presque 300 μm , ce qui conduit à des pertes trop fortes, surtout aux fréquences millimétriques.

Avec la méthode utilisée aujourd'hui, où nous découpons d'abord la cavité et sérigraphions l'encre par la suite, nous ne pouvons pas positionner le bout des lignes ou d'autres motifs sérigraphiés à proximité de la cavité, car l'encre risque de couler dans la cavité et de salir la platine de la sérigraphieuse. Pour pallier cela, deux solutions existent : découper la cavité après sérigraphie ou former la cavité après cuisson par l'ablation laser. Les deux solutions sont intéressantes, mais celle qui semble la plus efficace est celle qui correspond à la découpe de la cavité après sérigraphie, parce qu'il sera alors possible d'aligner la cavité avec les lignes.

Cette démarche a été mise en place pour le substrat réalisé lors d'un projet d'élèves, avec des dispositifs en bande U . La plaquette réalisée contenait des charges en technologie [GLWG](#), où le guide était à ouvrir à son extrémité, pour former une cavité triangulaire, dans le but de la remplir avec un matériau absorbant. Pour cette réalisation, nous avons coupé ces cavités après que la sérigraphie soit finalisée.

La Figure 160 montre la découpe faite sur la feuille. La difficulté avec ce type de découpe est d'assurer un bon positionnement, étant donné qu'il faut soit positionner le laser auprès des trous d'alignement, soit auprès du motif sérigraphié. Dans ce cas, nous avons choisi la dernière méthode, mais comme la sérigraphie n'est pas assez précise et la résolution d'écran TFT du laser pas assez fine, il n'est pas évident d'arriver à bien faire. Dans ce cas, le faisceau du laser a touché l'encre tout en laissant, heureusement, un substrat utilisable. Un effet secondaire de cette étape de fabrication est la détérioration du remplissage des tranchées. Comme la feuille est souple et l'encre dans les tranchées est seulement séchée, elle reste fragile et supporte mal les manipulations, ce qui a pour conséquence que des morceaux d'or peuvent se décrocher des tranchées. Toutefois, malgré ces difficultés, la distance entre l'or et le bord de la cavité est comprise entre 0 et 50 μm avant cuisson ce qui est une

amélioration importante, et globalement cette nouvelle étape de fabrication peut être retenue et incluse dans les règles de conception. La Figure 160 montre des détails de cette première mise en œuvre.

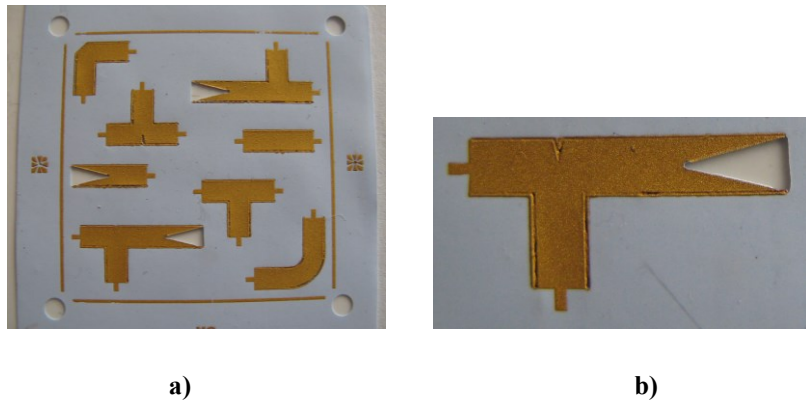


Figure 160. Découpe des cavités après sérigraphie sur une feuille crue. Les dispositifs sont des [GLWC](#) en bande U : a) la feuille avec trois cavités, b) détail de découpe.

Cette méthode est désormais intégrée dans nos *Design guide lines* et peut être utilisée quand le besoin s'en fait sentir. Nous avons choisi de fixer une distance entre un motif et le bord de la cavité à 50 ± 25 μm .

Annexe 3.3 : Ablation laser

Depuis le travail d'amélioration de la résolution des lignes et des gaps, nous avons convenu que la nouvelle distance entre les lignes pouvait être réduite à 100 μm (valeur minimale). Parfois cependant, cette distance minimale est trop grande et pour rendre possible la fabrication de dispositifs ayant besoin de surmonter cette limite, une méthode d'ablation de l'or sur un tape cru et sur tape cuite a été validée.

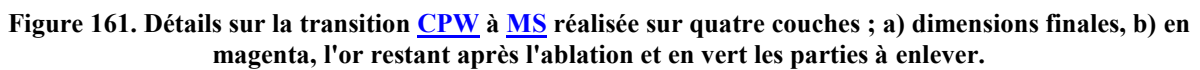
Annexe 3.3.1 : Ablation de l'or après cuisson

Le besoin d'ablation laser après cuisson se produit lorsqu'on considère le besoin associé aux plots coplanaires pour les mesures sous pointes. Typiquement, ces plots ont l'allure de ce qui est présenté dans plusieurs des paragraphes de l'[Annexe 2](#). Par exemple, les plots de la Figure 74 sont conçus avec un gap entre les lignes coplanaires de 30 μm . La technique de réalisation [LTCC](#), à laquelle nous avons accès permet des largeurs de lignes et de gaps de 100 μm , limite que nous cherchons à améliorer, c.f. l'[Annexe 3.1](#). Cependant, même si nous parvenons à cette amélioration, une dimension du gap de 50 μm n'est pas suffisante pour réaliser les plots envisagés ; la raison en est qu'avec un gap de 50 μm , il faut une largeur de la ligne centrale de 400 μm pour que cette ligne [CPW](#) ait une impédance caractéristique de 50 Ω sur un substrat de six couches d'[ESL41110](#), correspondant à un exemple réaliste. Or, avec les pointes de test, le pitch (l'entraxe entre les pointes [GSG](#)) est soit de 150 soit de 100 μm et donc leur bon positionnement sur les plots ne sera pas possible. Par contre, avec un gap de 30 μm , la largeur de la ligne centrale diminue à 213 μm pour le même cas, ce qui permet (presque) l'utilisation des pointes de 150 μm de pitch. Un gap plus petit que 30 μm n'est pas envisageable et il faut donc « sacrifier » l'impédance caractéristique, pour arriver à une utilisation correcte des pointes. Nous visons donc à faire des plots avec un gap de 30 μm et une largeur de la ligne centrale de 100 μm , ce qui nous permet d'utiliser les deux pointes, avec une impédance caractéristique proche de 50 Ω . Comme elle sera un peu différente de 50 Ω , ceci va impacter les mesures, faites sous 50 Ω , avec une légère désadaptation.

Pour réaliser ce type de dimensions, il existe trois types de solutions que nous pouvons envisager : l'utilisation d'une technologie de gravure après cuisson, l'utilisation d'une encre photoimageable avant cuisson (dite technique *Fodel*TM) ou l'utilisation du laser pour éliminer l'or et réaliser les gaps.

Pour la première technique, on aurait dû imprimer une couche d'or sur la face extérieure, après la cuisson du substrat [LTCC](#), pour ensuite graver et enlever l'or pour former les gaps. Cette technique, déjà disponible dans notre laboratoire est bien maîtrisée. Elle serait facile à transférer de la technologie couche mince si seulement le substrat [LTCC](#) après cuisson étant complètement plat, or ce

La première réalisation, que nous avons testée, est une transition utilisée [CPW](#) à [MS](#). Les dimensions souhaitées de cette transition sont présentées sur la Figure 161.



193

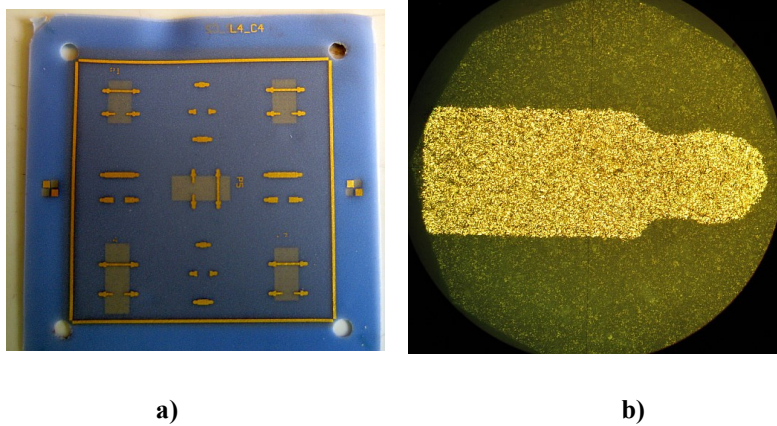


Figure 162. Photo du substrat de test pour l'ablation laser; a) substrat complet, b) plot avant ablation.

Pour finaliser les plots il a donc fallu développer l'ablation laser, ce qui implique de trouver des paramètres adaptés, de générer un fichier de parcours du laser adéquat (de type [dxf](#)) et de vérifier le résultat avec la station sous pointes. La Figure 163 montre un résultat intermédiaire, avec le parcours du laser associé, ainsi que le résultat obtenu.

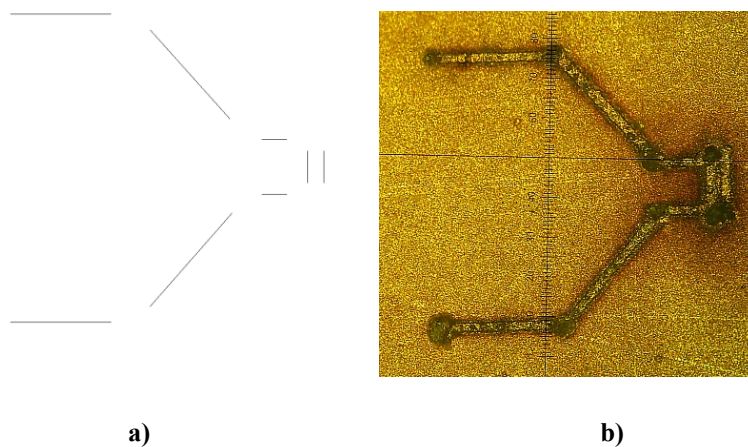


Figure 163. Ablation laser utilisant les paramètres suivants ; Fréquence 40 kHz, Puissance 4 W, Vitesse 1 mm/s et une répétition : a) parcours, b) un résultat presque abouti, des « oreilles » toujours présentes.

Pour le substrat de test final, il fallait encore peaufiner les paramètres et le fichier [dxf](#) un tout petit peu ; Fréquence 40 kHz, Puissance 4 W, Vitesse 1 mm/s et trois à quatre répétitions avec un décalage en z de $-3\mu\text{m}$ pour chaque passe. La photo sur la Figure 164 montre le résultat final. Il est intéressant de noter que l'ablation des 40 plots sur ce même substrat a pris environ une heure et trente minutes, avec un alignement visuel effectué avant chaque ablation. Les mesures sous pointes ont montré le bon fonctionnement de ces plots et l'ablation peut désormais être incluse dans notre offre de fabrication [LTCC](#).

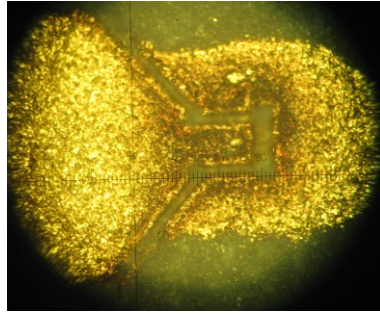


Figure 164. Le plot final après l'ablation.

Un autre exemple d'ablation est fait dans la réalisation d'une transition [CPW](#) à [GLWG](#) comme sur la Figure 79-b, ainsi que sur la Figure 165-a, où des nombreuses transitions sont réalisées avec l'aide de l'ablation. Après avoir fini les mesures, une découpe transversale du circuit suivi par l'enrobage à froid, permet d'analyser un des accès [CPW](#), voir Figure 165-b. Dans cette section précise, la largeur des traits est moins importante que prévue, mais cela ne veut pas dire que c'est identique sur tout le long du tracé d'ablation. Nos mesures optiques, faites auparavant, ont donné une largeur d'environ 25 à 30 μm sur la longueur des tracés. La découpe permet aussi de valider l'épaisseur d'or, qui est de 6 μm sur la ligne centrale.

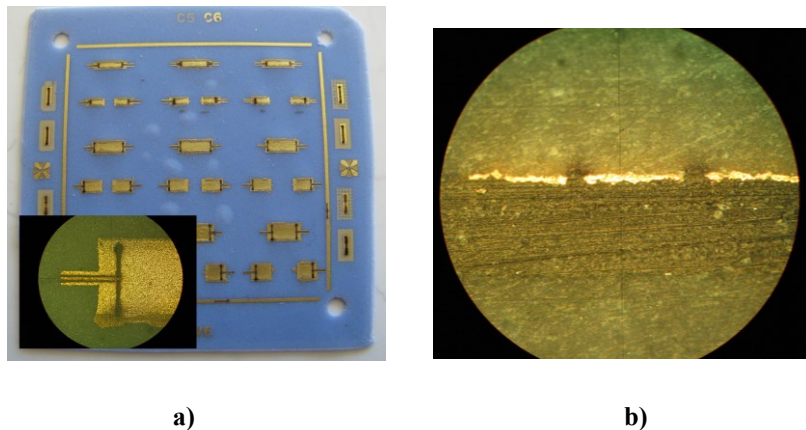


Figure 165. Ablation laser sur un substrat pour la réalisation de transitions [CPW](#) à [GLWG](#) : a) Un substrat de prototypage des [GLWG](#)s en bande *G*, *W*, et *V*, b) coupe transversale d'une ligne [CPW](#), les gaps sont de 15 et 25 μm , tandis que la ligne centrale est d'une largeur de 110 μm . En conception nous avions visé 30-100-30 μm .

Une analyse a également pu être réalisée avec un microscope électronique à balayage, ce qui permet de voir le résultat plus en détail. Les images à fort agrandissement montrent les traces du laser ainsi que la rugosité des bords des traces, Figure 166 a-c.

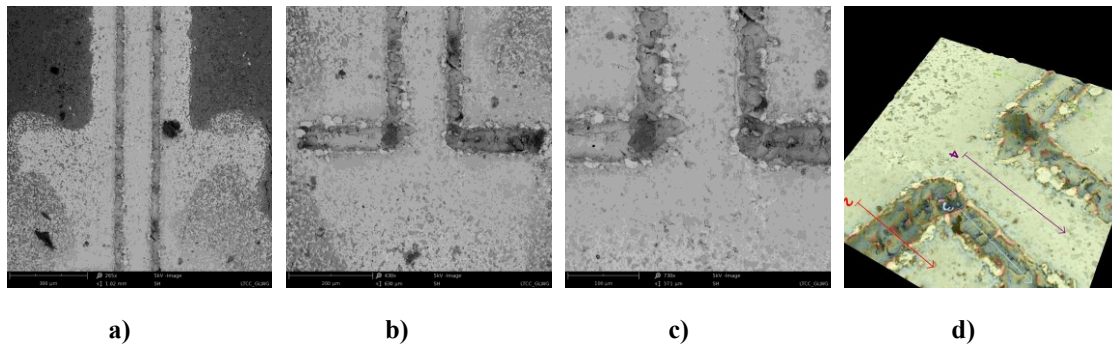


Figure 166. Images d'analyse avec un microscope électronique à balayage : a) traces parallèles, b) fentes de la transition [CPW](#) à [GLWG](#), c) détail sur le croisement des traces, d) mesure de la profondeur des traces.

Avec l'aide de cet outil, la profondeur des traces est mesurée avec une amplitude maximale de $7.25\ \mu\text{m}$ (ligne 3), Figure 166-d.

Les paramètres et la technique d'ablation sont désormais validés et mis à disposition dans le guide de conception *Design guide lines* du laboratoire.

Annexe 3.3.2 : Ablation de l'or avant cuisson

L'exemple pour lequel nous avons développé la méthode d'ablation de l'or avant cuisson, est un plan de masse avec le détournement d'un via métallisé. Dans ce cas, l'or déposé sur le plan de masse entre en contact avec l'or du via métallisé à cause d'un mauvais alignement lors de la sérigraphie.

Tout d'abord, des tests ont été réalisés sur un motif sérigraphié d'une ligne en or. La technique de découpe élaborée est d'éliminer l'or en laissant le laser tracer deux traits séparés d'une distance de $20\ \mu\text{m}$ entre eux, pour ensuite terminer par une trace au centre. Les deux premières traces sont faites avec ces paramètres : $f = 40\ \text{kHz}$, $P = 3\ \text{W}$, $v = 30\ \text{mm/s}$ et 3 passes avec décalage en $z = 3\ \mu\text{m}$, et la dernière trace est faite avec une puissance plus forte : $f = 20\ \text{kHz}$, $P = 4\ \text{W}$, $v = 30\ \text{mm/s}$ et 1 seule passe. Les deux premières traces sont faites pour enlever l'or, tandis que la dernière sert à couper dans le substrat lui-même pour ainsi s'assurer qu'aucun contact électrique ne reste. Les images suivantes montrent les résultats obtenus, Figure 167.

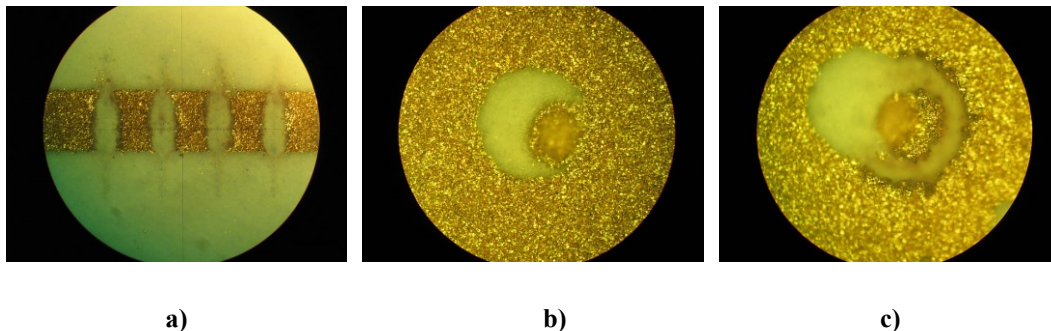


Figure 167. Technique d'ablation de l'or sur un substrat cru : a) substrat de test où une ligne est découpée (sans passer à travers de tape), b) tape avec un plan de masse qui devrait être ouvert autour d'un via, mais qui est court-circuité, c) le même tape après l'ablation de l'or par laser.

Il est préférable de ne pas utiliser cette méthode tout le temps. Mais, vu les bons résultats obtenus pour le circuit test (une antenne fonctionnant à 145 GHz), elle permet de « corriger » des circuits autrement inutilisables. La méthode est désormais introduite dans nos règles de conception internes.

Annexe 3.4 : Tranchées métallisées

Les tranchées métallisées sont utiles pour former des [GLWGs](#), pour lesquels le rayonnement par les parois latérales sera complètement supprimé (par rapport aux [LWG](#) ou [SIW](#) construits avec des rangées de vias). Pour minimiser les pertes de transmission d'un guide, nous avons vu que sa dimension b devait être égale à $0.5 \times a$. Pour le [LWG](#) limite dans le paragraphe III.1.1 avec a égal à $600 \mu\text{m}$, ceci donne b égal à $300 \mu\text{m}$, ce qui est équivalent à quatre couches [ESL41110](#). Pour des [GLWGs](#) fonctionnant en fréquence plus basse, le b optimal est encore plus grand puisque la dimension a augmente avec la diminution de la fréquence.

Dans d'autres chapitres de cette thèse, comme celui qui traite du montage d'un [MMIC](#) en mode flip-chip avec transition vers un [GLWG](#), IV.2, un [GLWG](#) à multiples couches ne sera pas optimale pour des raisons de retrait du positionnement des plots sur la puce par rapport à son bord. Dans ce cas-là, la hauteur du [GLWG](#) doit être limitée à une seule couche pour permettre une bonne transition.

Nous avons donc à tester les deux types de [GLWG](#), celui conçu sur une seule couche et celui conçu sur quatre couches. Dans les deux cas, il a fallu résoudre des problèmes liés à la fabrication, pour ensuite les intégrer dans les règles de fabrication.

Le premier problème a été la découpe laser, qui est faite à partir de fichiers [dxf](#). Pour ce type de fichiers, le laser fonctionne en deux modes ; soit avec déplacement du faisceau utilisant ses galvanomètres internes, soit en déplaçant la platine de support tout en laissant le faisceau laser en positionnement fixe. Le premier mode permet d'utiliser un paramètre de vitesse de scan plus élevé (jusqu'à 10 mm/s) par rapport au deuxième mode pour lequel la vitesse est limitée à 1 mm/s . Lors des tests faits pour trouver les bons paramètres, nous avons conclu qu'une vitesse autour de 6 à 8 mm/s (avec une puissance du laser entre 8 et 6 W , et une fréquence de 20 kHz) donne des traces plus fines (autour de 25 à $30 \mu\text{m}$) et plus précises que ce qui est possible avec une faible vitesse. Même en limitant la puissance et en réglant la fréquence, les traces dans le [LTCC](#) cru seraient alors d'une largeur de $300 \mu\text{m}$ pour ce dernier cas. Par contre, le désavantage du premier mode est que la surface maximale du motif doit être inférieure à $12 \times 12 \text{ mm}$, avec le centre de motif en position centrale. Ceci entraîne un besoin de plusieurs fichiers [dxf](#), si on a plusieurs cavités ou [GLWGs](#) sur la surface de fabrication (dont la taille est normalement de $50.8 \times 50.8 \text{ mm}$) ainsi qu'une méthodologie de génération de ces fichiers à inclure dans les règles de conception pour que la personne qui gère le laser puisse bien faire son travail.

Ce problème a été réglé en définissant une norme pour nommer les fichiers [dxf](#), selon la Figure 168. Dans cette figure, nous avons divisé la surface utile d'un tape [LTCC](#) en neuf carrés de $12 \times 12 \text{ mm}^2$ où se trouvent les motifs à découper. Ici, des motifs sont présents dans les trois carrés de la colonne centrale. Les fichiers sont indexés à la fin avec une position x et une position y qui est le point de

référence (souvent le point central) du motif à découper. Heureusement, le laser permet de lister tous les fichiers de découpe pour ensuite les découper les uns après les autres, sans arrêt entre eux, ce qui permet d'aligner le substrat en une seule fois.

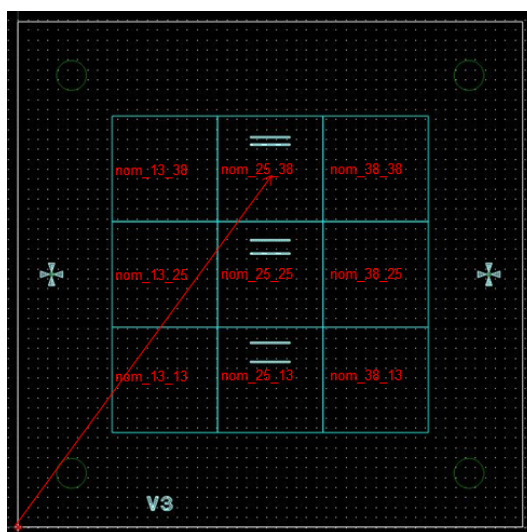


Figure 168. Norme pour dénommer des fichiers partiels de type [dxf](#). Avec le nom complet du fichier, est ajoutée la position centrale du motif partiel en coordonnées x et y (en mm).

La Figure 169 montre la sixième couche (la couche supérieure) avant sérigraphie. Toutes les tranchées sont prévues pour la réalisation de différents [GLWGs](#). La découpe faite ici est obtenue à partir de neuf fichiers [dxf](#).

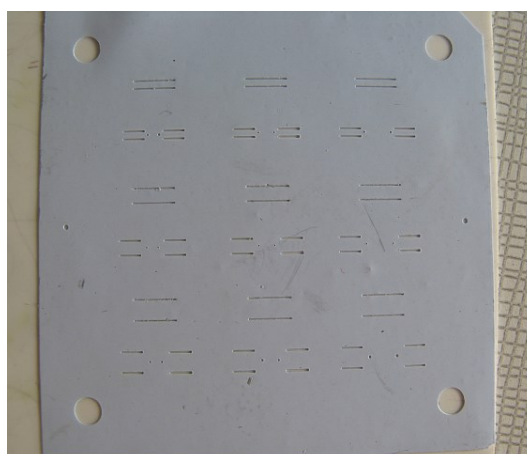


Figure 169. Exemple des tranchées découpées avec le laser. Les tranchées sont typiquement conçues pour une largeur de $150\text{ }\mu\text{m}$ après cuisson, donc $176\text{ }\mu\text{m}$ avant cuisson.

Le deuxième problème à résoudre était la définition des dimensions maximales et minimales de ces tranchées, surtout pour leur bon remplissage lors de la sérigraphie. Pour le premier substrat de test nous avons opté pour une largeur des tranchées de $150\text{ }\mu\text{m}$, puisque cette dimension était jusqu'alors définie comme la dimension minimale pour des trous métallisés. Des tests antérieurs ont montré que,

pour un diamètre de via trop grand, l'encre ne restait pas dans le via, comme il le fait pour 150 μm grâce à l'effet capillaire, mais il passe et se colle uniquement sur le bord du trou via.

Un première *run* pour valider les [GLWG](#) à quatre couches et à une couche est présenté ci-dessous, Figure 170. Les photos montrent les couches les unes après les autres, la première couche vierge n'est pas montrée, ensuite vient la couche L2 où se trouve trois motifs métalliques qui forment la base des trois [GLWG](#)s de différentes dimensions (bande *G*, *W* et *V* du haut vers le bas), ensuite viennent les couches L3, L4 et L5 où se trouve les tranchées remplies avec l'or et de plus sur la couche cinq sont aussi sérigraphiées des plaques de base pour des [GLWG](#)s à une couche, suivie par la couche L6 où sont remplies des tranchées pour tous les [GLWG](#)s et puis la plaque supérieure de tous les [GLWG](#)s qui referment les guides en niveau supérieur.

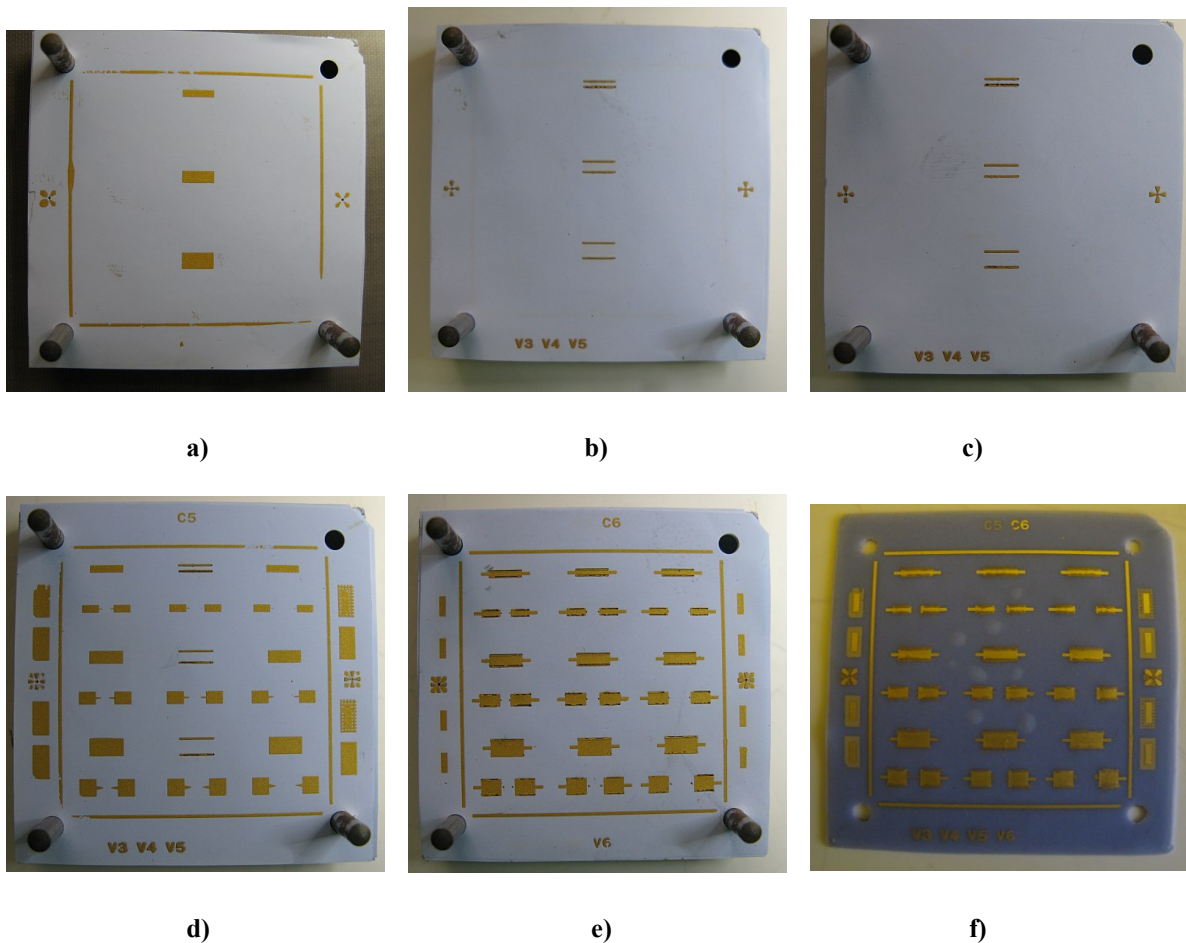


Figure 170. Substrat de test de la faisabilité de [GLWG](#)s ; a) couche L2 : les plaques de base des [GLWG](#)s à quatre couches, b) couche L3 : tranchées remplies avec or en sérigraphie, c) couche L4 : pareil comme à la couche L3, d) couche L5 : remplissage des tranchées des [GLWG](#)s à quatre couches et nouvelles plaques de base pour des [GLWG](#) à une couche, e) couche L6 : tranchées remplies et plaques supérieures de tous les [GLWG](#)s. Les rangées 1, 3 et 5, à partir du haut, contiennent des [GLWG](#)s avec transition [CPW](#) vers [GLWG](#) en structure tête-bêche, et les rangées 2, 4 et 6 des transitions [CPW](#) vers [GLWG](#) puis vers [FC](#), f) le substrat après la cuisson.

Ces images montrent le premier substrat sur lequel nous avons réalisé des tranchées remplies avec de l'or pour arriver à faire des guides d'ondes intégrés dans le [LTCC](#). Pour mieux comprendre les difficultés rencontrées lors de ces essais, des détails sont présentés sur la Figure 171 a-e.

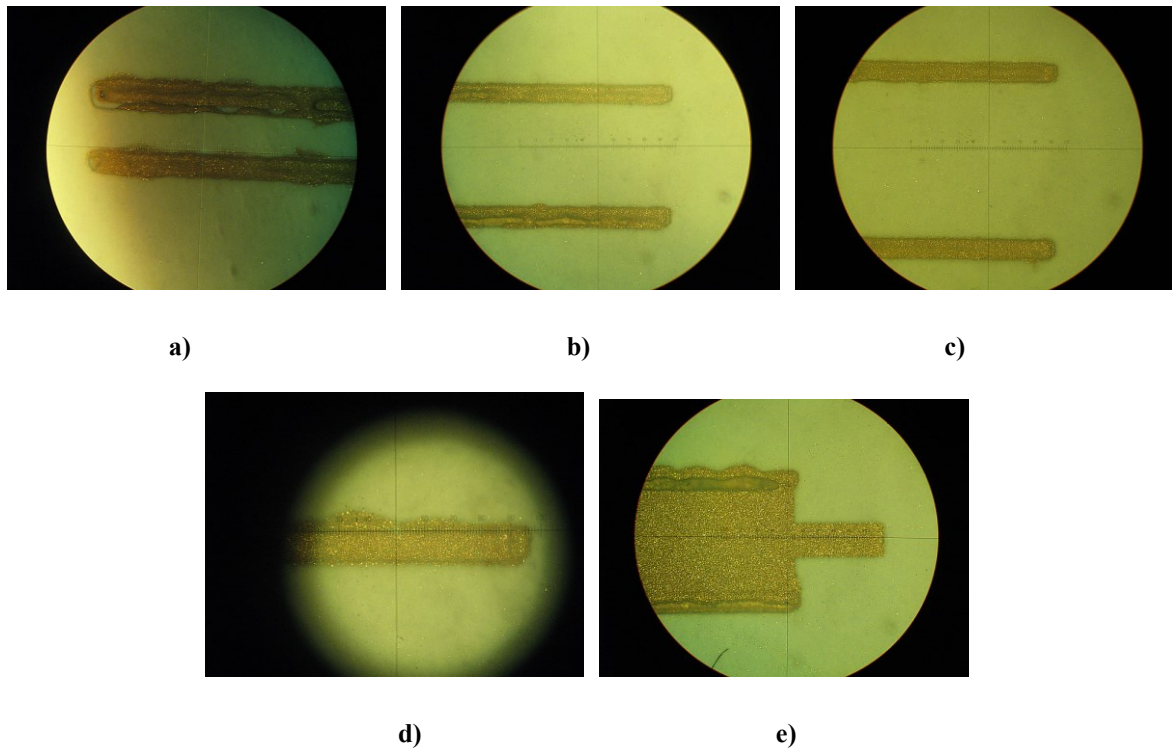


Figure 171. Détails sur le remplissage des tranchées ; a) [GLWG](#) bande *G* avec certaines parties non remplies et découpe laser irrégulière, b) [GLWG](#) bande *W* avec un remplissage acceptable, c) [GLWG](#) en bande *V* avec un remplissage parfait, d) tranchées parfaitement remplies mais débordement sur le substrat, e) [GLWG](#) en bande *G* plaque supérieure avec des parties de tranchées non remplies, g) [GLWG](#) bande *W* avec de grandes ouvertures dans les deux tranchées.

Sur la Figure 171-a, le remplissage de la tranchée du bas a laissé des parties non remplies, mais elles sont quand même utilisables du fait que les bords des tranchées sont bien métallisés. Pour corriger cela, il a fallu remplir cette rainure manuellement. Le problème est un peu moins grave sur la Figure 171-b tandis que le remplissage des tranchées sur la Figure 171-c montre un résultat parfait. Dans le cas de la Figure 171-d, l'or a un peu débordé en dehors d'une tranchée, mais ceci est moins grave si c'est à l'extérieur du [GLWG](#). Finalement la Figure 171-e montre la dernière couche du [GLWG](#) avec des bords des tranchées bien métallisés, mais des parties non remplies également.

Après avoir fini les mesures, une découpe transversale est faite sur l'un des [GLWG](#)s (bande *G*, à une couche) comme le montre la Figure 172. Ceci permet de mesurer les dimensions (seulement à l'endroit de la découpe). Nous avons trouvé que les dimensions intérieures à cet endroit étaient de $610 \times 75 \mu\text{m}^2$, alors que les côtes de conception étaient de $600 \times 75 \mu\text{m}^2$. L'appareil de mesure a un pas de $5 \mu\text{m}$.

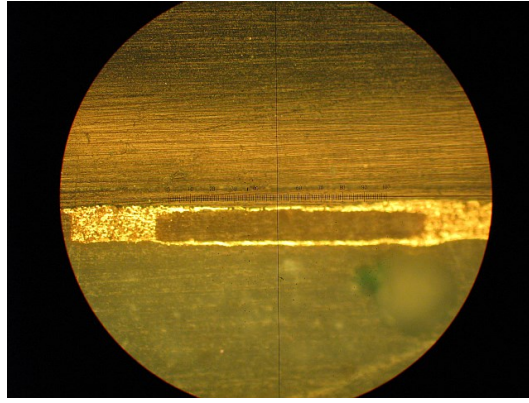
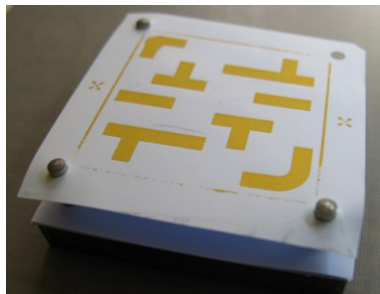
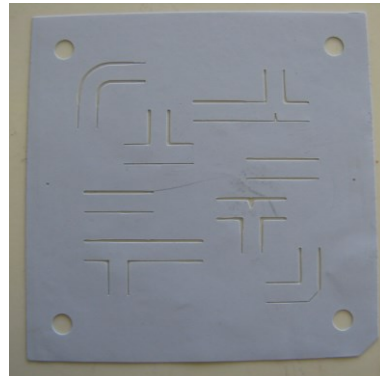


Figure 172. Coupe transversale d'un **GLWG** à une couche en bande *G*. Les dimensions intérieures du guide sont de $610 \times 75 \pm 5 \mu\text{m}^2$ (en conception elles sont de $600 \times 75 \mu\text{m}^2$).

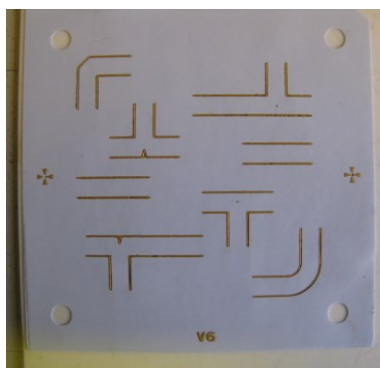
Un deuxième substrat contenant des tranchées remplies dans le but de concevoir des dispositifs **GLWG**s en bande *U* a ensuite été fabriqué. Dans ce cas, les tranchées étaient plus longues et contenaient aussi des formes arrondies, en pointe ou des coudes tronqués, c.f. le paragraphe III.1.3.



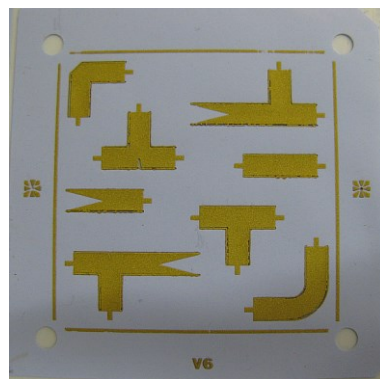
a)



b)



c)



d)

Figure 173. La réalisations des dispositifs **GLWG**s : a) couches 1 à 5 sur le support d'empilage avec la couche 5 qui constitue la base des guides d'ondes (cette photo est prise à 180° par rapport aux autres photos), b) découpe des tranchées sur la couche 6, c) remplissage des tranchées avec la sérigraphieuse, d) sérigraphie de la métallisation supérieure des **GLWG**s sur la couche 6.

Des détails du remplissage des tranchées sont présentés sur la Figure 174.

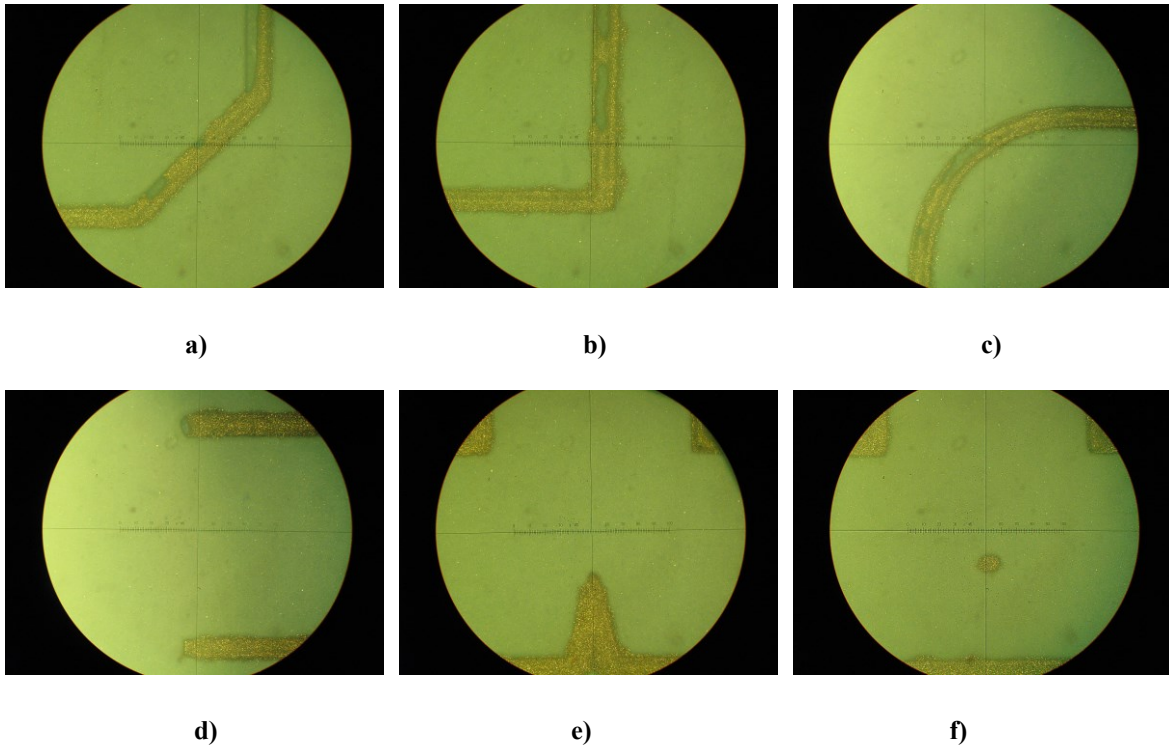


Figure 174. Remplissage des tranchées sur un deuxième prototype avec des géométries compliquées : a) coude tronqué, b) coude en angle 90°, c) coude en rayon, d, tranchées droites, e) détails du pic du té, f) détails du té avec via métallisé. Les tranchées ont des défauts de remplissage partiel.

Globalement, le bilan de fabrication de ce deuxième prototype en topologie [GLWG](#) est très encourageant et nous avons retenu le [GLWG](#) à une couche comme un choix approprié pour les prototypes à suivre. Les [GLWG](#)s à plusieurs couches sont faisables mais n'apportent pas grand-chose en termes de plus faibles pertes. En plus, ils sont difficiles à fabriquer, c'est pourquoi nous ne souhaitons pas les garder comme la solution préférée. Toutefois, ils restent réalisables et, si nécessaire, on pourra exceptionnellement autoriser leur utilisation.

Annexe 3.5 : Amélioration de l'alignement lors de la sérigraphie et lors de l'empilage

Nous nous sommes rendu compte que les mires mises en place dans les règles de conception ne permettaient pas un alignement suffisamment précis par rapport aux besoins. Il a donc fallu améliorer ces mires pour améliorer la qualité de notre travail. Les anciennes mires avaient la forme de deux carrés qu'il fallait aligner avec deux trous positionnés le long du bord du tape [LTCC](#). Les anciennes mires sont illustrées sur la Figure 175.

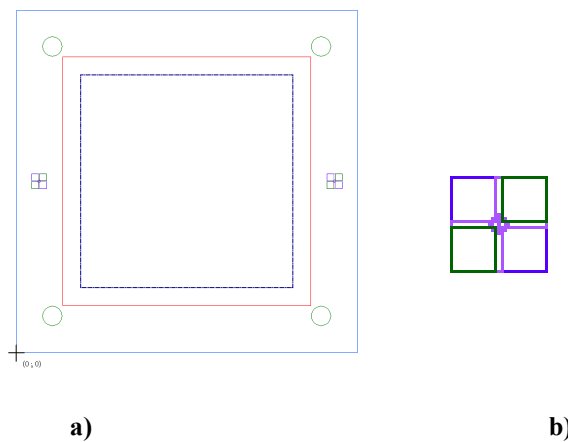


Figure 175. Illustration des anciennes mires positionnées en mi-hauteur à gauche et à droite sur chaque tape : a) leur positionnement et b) détails.

Les nouvelles mires visent toujours les mêmes deux trous, mais cette fois ci, elles sont en forme de triangles pointant vers ces trous. Pour chaque couche, il y a quatre flèches autour de chacun des deux trous, comme le montre la Figure 176. Ceci permet désormais un meilleur alignement. Pour les vias, on a aussi quatre flèches, mais tournés de 45° par rapport aux triangles de la couche de métallisation, ainsi qu'un remplissage de vias dans le trou d'alignement. Ce type de mire permet de faciliter la tâche d'alignement pour un meilleur résultat de sérigraphie.

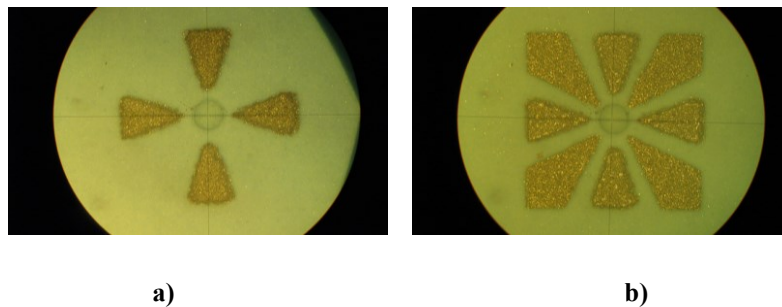


Figure 176. Mire d'alignement avec quatre triangles : a) en nord, sud, est et ouest pour aligner les vias et tranchées métallisées et b) en direction nord-ouest, nord-est, sud-ouest et sud-est pour les couche métalliques.

Pour améliorer encore la précision de la sérigraphie, il faut étudier le positionnement des trous d'alignement après découpe laser, ainsi que vérifier quelle est la durée maximale entre la découpe laser et la sérigraphie. En effet, il semble que les feuilles [LTCC](#) ont une légère tendance à se rétracter si le délai entre découpe laser et sérigraphie dépasse plusieurs jours. Une explication possible est que le solvant du tape s'évapore. Si ceci s'avère vrai, cela n'aide pas quand on aligne l'écran sur le tape lors de la sérigraphie.

Annexe 3.6 : Découpe laser après cuisson

Pour découper le substrat en tailles plus petites, on a utilisé une lame chauffée, avec laquelle on réalisait une pré-découpe d'une profondeur d'environ la moitié d'épaisseur totale du substrat après lamination. Une fois le substrat cuit, la technique de « cassure » a été utilisée pour diviser les morceaux suivant les lignes pré-découpées. Cette technique ne permettait pas cependant un bon contrôle dimensionnel, et il a fallu trouver des paramètres optimaux pour le laser, pour arriver à peaufiner le résultat de découpe. Dernièrement, ce travail a été fait et nous pouvons donc désormais découper des circuits à volonté.

Sur la Figure 177, se trouve un substrat découpé en utilisant cette technique.

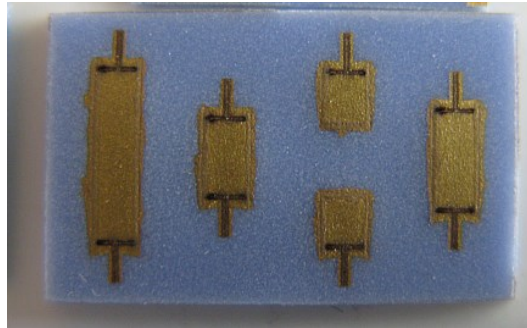


Figure 177. Exemple d'un substrat après la « singulation » fait avec l'aide du laser. Sur le substrat se trouve un kit de calibrage [TRL](#) en topologie [GLWG](#).

Les paramètres utilisés pour le laser sont ; $f = 20$ kHz, $P = 8$ W, vitesse = 2 mm/s et 25 passages avec un décalage en z de 25 μ m pour chaque pas.

Rien n'empêche de placer la découpe plus près des dispositifs, si nécessaire. Par contre, le temps nécessaire de la découpe est assez long : pour une longueur de 43 mm (dimensions du substrat après cuisson) sur huit couches, il faut environ 15 minutes.

Annexe 3.7 : Intégration de capacités de forte permittivité

On a parfois besoin d'intégrer des inserts de tape différent dans une couche du dispositif. Ceci par exemple dans le but d'intégrer un condensateur avec une capacité de valeur élevée dans le circuit d'alimentation d'une puce active intégrée. Dans cette thèse, nous avons voulu tester l'intégration d'inserts du matériau [ESL41060](#) dans des cavités découpées pour ce fait, dans la couche supérieure du dispositif de huit couches d'[ESL41110](#). Avec cette solution, nous avons pu augmenter la capacité de 0,15 pF à 0,47 pF pour une même superficie.

La difficulté de cette intégration se trouve dans la différence de retrait lors de la cuisson du dispositif, car le matériau [ESL41110](#) diminue de 15 %, tandis que l'[ESL41060](#) ne diminue que de 9 %. Il faut, en conséquence, compenser les dimensions en vue de leur diminution respective lors de la découpe des tapes crues, pour, idéalement, arriver à la même dimension après cuisson.

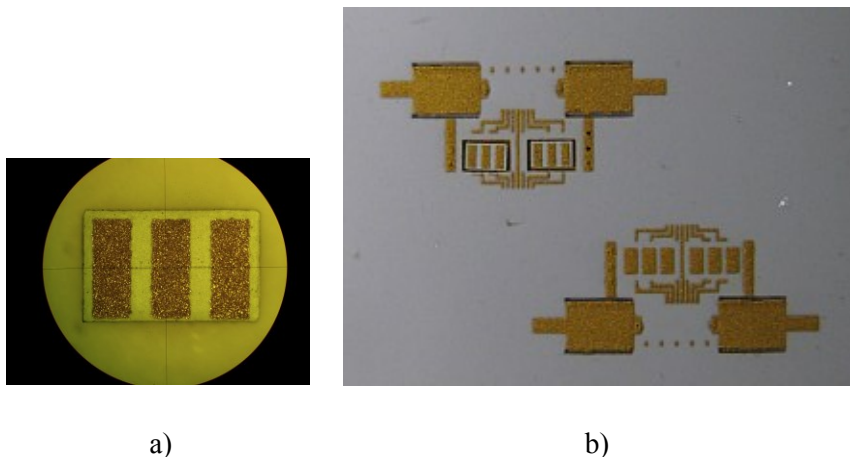


Figure 178. Intégration des inserts de capacités [MIM](#) : a) insert contenant trois capacités [MIM](#), b) inserts déposés dans les cavités lors de l'empilage avant lamination. La dimension de la cavité est de $1645 \times 1075 \mu\text{m}^2$ et celle de l'insert de $1460 \times 925 \mu\text{m}^2$ avant cuisson.

Sur la Figure 178-b, on voit que les inserts sont plus petits que la cavité avant lamination. Puis, après le pressage, les inserts remplissent la cavité. Sur la Figure 179, on voit le résultat final après cuisson. Les inserts sont parfaitement intégrés dans le substrat et aucun gap entre les inserts et les cavités n'existe. De même, la compensation des dimensions est parfaite parce qu'aucune ondulation n'apparaît dans le substrat.

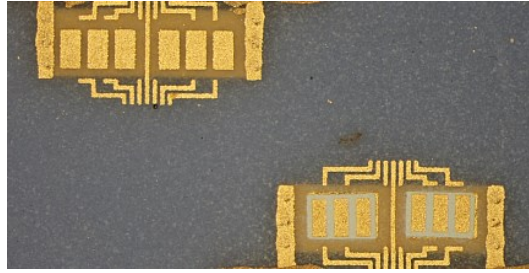


Figure 179. Capacités [MIM](#) après cuisson. Sur le dispositif en haut les capacités [MIM](#) sont réalisées dans le matériau [ESL41110](#) (donc le même que le reste du dispositif), tandis que sur le dispositif en bas, des inserts du matériau [ESL41060](#) sont utilisés.

Cette réalisation nous a permis de nous assurer de la faisabilité de l'intégration d'inserts avec un retrait différent dans nos dispositifs. Par contre, l'étude n'a traité qu'un seul cas (insert en couche supérieure) : il va donc falloir continuer ces études pour en savoir d'avantage, par exemple, quelles dimensions seront possibles pour les inserts à intégrer, dans quels couches, etc.

Annexe 3.8 : Mesures des caractéristiques du LTCC

Durant le travail de cette thèse, la permittivité relative et le $\tan\delta$ du matériau utilisé, l'[ESL41110](#), n'ont pas été des valeurs connues avec certitude. Le simulateur [CST](#) propose une permittivité ϵ_r' égale à 4.5 et le $\tan\delta$ égale à 0.008. Nos mesures en bande W ont donné ϵ_r' égale à 4.18 et le $\tan\delta$ égal à 0.018, mais comme indiqué au chapitre I.3.2, la valeur mesurée pour les pertes n'était pas garantie car l'épaisseur de l'échantillon caractérisé était très faible (245 μm). Nous avons reçu récemment un échantillon d'[ESL](#), l'ESL41111-G. Ce matériau, qui remplace l'[ESL41110](#), est de même composition. La seule différence est le produit de ramollissement, qui disparaît pendant la cuisson. Par conséquence, après cuisson les deux matériaux sont identiques. L'échantillon reçu est une plaque de dimensions $100 \times 100 \times 1 \text{ mm}^3$, soit une épaisseur plus importante, ce qui nous a permis de refaire la caractérisation avec le banc quasi-optique en bande W . Les données, extraites selon la méthode expliquée dans [121], se trouvent sur la Figure 180. La permittivité ϵ_r' est de l'ordre de 4.11 et le $\tan\delta$ vaut environ 0.008. Ces résultats sont cohérents avec ceux obtenus lors de la première mesure effectuée pour une plaque des 245 μm d'épaisseur.

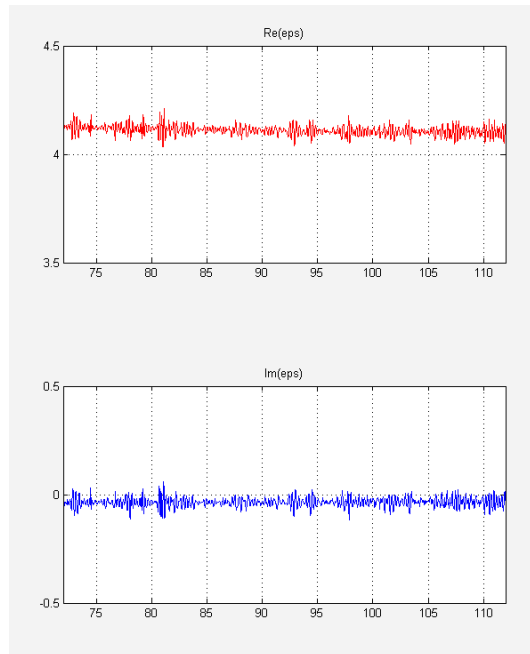


Figure 180. Résultats de mesure de la permittivité relative, partie réel et imaginaire, en bande W utilisant le banc quasi-optique du laboratoire [121].

Une fois ce test réalisé, nous avons utilisé ces valeurs pour la rétro-simulation de tous nos prototypes.

Résumé

Cette thèse a pour sujet d'étude la mise en boîtier de circuits intégrés en ondes millimétriques (fréquences de 30 à 300 GHz). Les applications sont potentiellement nombreuses comme l'imagerie-radar, la sécurité, les modules d'émission et de réception des stations de base radio pour la 5G. Pour ces applications, des circuits intégrés commencent à être disponibles auprès des fabricants, tandis que dans le même temps le développement des boîtiers pour leur intégration n'est pas aussi avancé. Des solutions standards à faible coût n'existent pas au-delà de 50 GHz, ce qui freine le développement technologique. Cette thèse est ainsi concentrée sur la mise en boîtier afin de proposer des solutions abordables et performantes pour les bandes « millimétriques ».

La plate-forme technologique choisie est le LTCC (Low Temperature Co-fired Ceramics ou céramique cuite à basse température) qui permet de réaliser des boîtiers électroniques afin d'y intégrer des puces MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit), en incluant les accès des tensions d'alimentation des MMICs et du signal haute-fréquence et ensuite de protéger l'ensemble par un capot.

S'agissant des ondes millimétriques, la miniaturisation est un effet naturel du fait des dimensions en rapport avec la longueur d'onde. Ceci amène des avantages mais en même temps des contraintes dimensionnelles très fortes. Le choix du support de transmission s'est porté vers le guide d'ondes rectangulaire multicouches de type GLWG (Grooved Laminated Waveguide) du fait de bonnes performances en termes de pertes, d'isolation, tout en gardant les contraintes de faisabilité et reproductibilité. Les dimensions minimales réalisables du GLWG vont engendrer une limite en fréquence. Différents dispositifs en ce topologie ont été réalisés et validés jusqu'à 170 GHz.

Avec la montée en fréquence, les difficultés liées aux dimensions sont encore plus grandes quand il s'agit de l'interconnexion entre les plots de la puce MMIC et des guides GLWG. Pour ce faire, nous avons proposé trois topologies inédites pour un montage de puce renversée, appelé « flip chip ». Ce montage a l'avantage d'être large bande. Des résultats de mesures de dispositifs passifs sont présentés.

La dernière partie de l'étude est centrée sur la transition entre le guide GLWG et un guide d'ondes externe auquel le boîtier proposé sera connecté. Une transition de ce type a été proposée, fabriquée et mesurée. Des difficultés rencontrées lors de la mise en œuvre sont discutées et des pistes d'amélioration sont proposées.

Pour conclure cette étude, des améliorations de la fabrication de dispositifs LTCC sont présentées. Des étapes de fabrication ont été rajoutées aux étapes déjà validées, et les règles de conception ont été élaborées.

Mots-clés : LTCC, Mise en boîtier, Ondes millimétriques (40-170 GHz), Guide d'ondes multicouches (Grooved Laminated Waveguide), Flip-chip

Abstract

This thesis is on the subject of millimeter-wave frequencies (from 30 to 300 GHz) packaging of integrated circuits. Potential applications are radar imaging and security applications as well as TRX (transmission and reception) modules for 5G base stations to give some examples. For these applications, integrated circuits are now available from the manufacturers; however the packaging development for their integration is not advancing with the same pace. Standard packaging solutions does not exist over 50 GHz, which is detrimental to technological development. Thus, this thesis is concentrated upon the electronic packaging in order to propose low-cost well-performing solutions in the millimeter-wave bands.

Low Temperature Co-fired Ceramics (LTCC) is chosen to be the technological platform for this work with the objective to elaborate packages that include the DC feed network, high frequency transmission lines as well as the MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit). Such a package can be closed by a lid in order to protect the chip.

When it comes to millimeter-wave frequencies, miniaturization comes naturally since the dimensions are related to the wavelength. The miniaturization is advantageous but at the same time adds strong dimensional constraints. The transmission support is chosen to be the Grooved Laminated Waveguide (GLWG), a rectangular waveguide integrated in the LTCC, due to its good performance in terms of losses and isolation while at the same time having dimensions that allows a successful fabrication. The minimal dimensions will set the upper frequency limit of the GLWG. In this work, different devices have been produced and their electrical functioning has been confirmed up to 170 GHz.

When the frequency goes up, dimensional difficulties are even more pronounced when it comes to the interconnection between the pads of the MMIC and of the GLWG. To realize this interconnection, we have proposed three new topologies using the flip chip concept from which passive measurement results are presented. This assembly type offers an advantageous wide band behavior.

The last part of this thesis is centered on the transition between the GLWG and an external wave guide to which the package will be connected. One transition has been proposed, fabricated and measured. The encountered difficulties are discussed and improvements are proposed.

To conclude this work, improvements on the fabrication technique of LTCC devices are presented. Fabrication steps have been added to the already approved steps, and design rules have been elaborated.

Keywords : LTCC, Packaging, Millimeter-waves (40-170 GHz), Grooved Laminated Waveguide, Flip-chip